
Biblioteca
nazionale
centrale
di Roma




Biblioteca
nazionale
centrale
di Roma

Vol. VII - N. 1 (PUBBLICAZIONE MENSILE) GENNAIO 1938 - XVI

ALTA FREQUENZA

RIVISTA DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

SOTTO IL PATROCINIO
DEL CONSIGLIO NAZIONALE DELLE RICERCHE
DELL'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
DELLA SOCIETÀ ITALIANA DI FISICA





ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
MILANO (2/2) - VIA SAN PAOLO, N. 10

SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE

A.F. VII-1 GEN. 1938

VOL. VII GENNAIO 1938-XVI N. 1

ALTA FREQUENZA

RIVISTA DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

Edita dall'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA

Redazione: Torino (116), Corso Massimo d'Azeglio, 42. *Amministrazione:* Milano (2/2), Via S. Paolo, 10. *Ufficio Pubblicità:* Milano (2/2), Via S. Paolo, 10.

È gradita la collaborazione dei lettori. Gli scritti dei singoli Autori non impegnano la Redazione e quelli della Redazione non impegnano il Comitato Direttivo. I manoscritti non si restituiscono.

ABBONAMENTO ANNUO . . . L. 50
PER I SOCI A.E.I. O S.I.F. » 40
UN NUMERO SEPARATO . . » 6

ANNATE ARRETRATE (FINCHÈ DISPONIBILI)
I (1932) L. 30; II (1933), III (1934), IV (1935), V (1936), VI (1937) L. 40 CIASCUNA

SOMMARIO

Résumés en langue française

English summaries

Summarische Uebersichten in deutscher Sprache

ALTA FREQUENZA

RIVISTA DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

SOTTO IL PATROCINIO

DEL CONSIGLIO NAZIONALE DELLE RICERCHE
DELL'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
DELLA SOCIETÀ ITALIANA DI FISICA

VOLUME VII
(1938)



ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
MILANO (2/2) - VIA SAN PAOLO, N. 10

8807 A.P.E. - Arti Poligrafiche Editrici - TORINO, via Menabrea 9

INDICE PER AUTORI

(A) articoli; (L D) lettere al direttore; (L P) libri e pubblicazioni; (N A) nuovi apparecchi; (R) recensioni; (T D) tabelle e dati.

A

B

Pagine iniziali dei singoli fascicoli del volume: p. 1, n. 1 (gennaio); p. 81, n. 2 (febbraio); p. 145, n. 3 (marzo); p. 217, n. 4 (aprile); p. 289, n. 5 (maggio); p. 361, n. 6 (giugno); p. 433, n. 7 (luglio); p. 505, n. 8-9 (agosto-settembre); p. 657, n. 10 (ottobre); p. 729, n. 11 (novembre); p. 801, n. 12 (dicembre).

C

D

I

J

K

R

S

T

INDICE PER MATERIE

1. - Acustica applicata ed elettroacustica.

Note di redazione

Memorie e articoli

Recensioni

Cronaca tecnica

Libri e pubblicazioni

Nuovi apparecchi

Informazioni e notizie

2. - Amplificatori.

Memorie e articoli

Recensioni

Cronaca tecnica

Libri e pubblicazioni

Nuovi apparecchi

3. - Antenne.

Note di redazione

Memorie e articoli

Recensioni

Cronaca tecnica

Libri e pubblicazioni

Nuovi apparecchi

Informazioni e notizie

4. - Applicazioni varie.

Lettere al direttore

Recensioni

Cronaca tecnica

Libri e pubblicazioni

Nuovi apparecchi

5. - Circuiti, quadripoli, filtri.

Note di redazione

Memorie e articoli

Lettere al direttore

Recensioni

Cronaca tecnica

Libri e pubblicazioni

Tabelle e dati

Nuovi apparecchi

6. - Convertitori, raddrizzatori.

Recensioni

Libri e pubblicazioni

7. - Disturbi e fenomeni perturbatori.

Note di redazione

Memorie e articoli

Recensioni

Cronaca tecnica

Libri e pubblicazioni

Informazioni e notizie

8. - Elettrofisica e magnetofisica.

Note di redazione

Memorie e articoli

Recensioni


BIBLIOTECA NAZ.
ROMA
VITTORIO EMANUELE

Lettere al direttore

Recensioni

Libri e pubblicazioni

Tabelle e dati

Nuovi apparecchi

10. - Fisica generale.

Note di redazione

Memorie e articoli

Lettere al direttore

Recensioni

Cronaca tecnica

Libri e pubblicazioni

Nuovi apparecchi

Informazioni e notizie

14. - Istituti, scuole, esposizioni, congressi.

Note di redazione

Memorie e articoli

Informazioni e notizie

15. - Linee e condutture.

Note di redazione

Memorie e articoli

Recensioni

Informazioni e notizie

16. - Materiali.

Recensioni

Cronaca tecnica

17. - Misure.

Note di redazione

Memorie e articoli

Recensioni

Cronaca tecnica

Libri e pubblicazioni

Nuovi apparecchi

18. - Modulazione e rivelazione.

Note di redazione

Memorie e articoli

Recensioni

Cronaca tecnica

Libri e pubblicazioni

Informazioni e notizie

21. - Radiocomunicazioni direttive e radiogoniometria.

Recensioni

Cronaca tecnica

22. - Radiotecnica generale, impianti e accessori.

Note di redazione

Memorie e articoli

Recensioni

Cronaca tecnica

Libri e pubblicazioni

Nuovi apparecchi

Informazioni e notizie

23. - Ricevitori.

Note di redazione

Memorie e articoli

Recensioni

Cronaca tecnica

Libri e pubblicazioni

Informazioni e notizie

24. - Telefonia generale, impianti e accessori.

Note di redazione

Memorie e articoli

Lettere al direttore

Recensioni

Nuovi apparecchi

Informazioni e notizie

25. - Telegrafia e telescrittura.

Recensioni

26. - Televisione e trasmissione delle immagini.

Memorie e articoli

Recensioni

Cronaca tecnica

Informazioni e notizie

27. - Tubi elettronici.

Memorie e articoli

Lettere al direttore

Recensioni

Cronaca tecnica

Libri e pubblicazioni

Nuovi apparecchi

Informazioni e notizie

28. - Varie.

Note di redazione

Memorie e articoli

Recensioni

Cronaca tecnica

Libri e pubblicazioni



Vol. VII Gennaio 1938-XVI N. 1

ALTA FREQUENZA

Referendum.

Prima che « Alta Frequenza » vedesse la luce, in quel periodo di attività preparatoria che precedè la sua comparsa, era stato vagheggiato per essa un referendum sistematico fra coloro che ne sarebbero divenuti lettori. Ogni fascicolo avrebbe portato un foglietto già predisposto con la frase « la pagina... di questo fascicolo è quella che mi ha maggiormente interessato »: si pregava di rispedire all'indirizzo della rivista — e affrancato a carico di questa — il foglietto riempito e firmato.

L'iniziativa poi non fu attuata, chè varie ragioni consigliarono di rinunziarvi, e « Alta Frequenza » è nata ed è vissuta fino ad ora senza referendum. Ma a quel primo progetto ha richiamato la nostra mente il recente editoriale di una consorella straniera [1], la quale ha per l'appunto raccolto dai suoi lettori la risposta a « un questionnaire leur demandant ce qui les intéressait davantage ». Un semplice sistema di punteggio ha consentito di esprimere in cifre gli apprezzamenti e di valutare con punti di merito relativo le varie categorie di contributi:

Articoli scientifici sperimentali	+ 134
Monografie di documentazione	+ 106
Recensioni e bibliografia	+ 88
Articoli scientifici teorici	+ 56
Articoli pratici	+ 32
Descrizioni di ricevitori	+ 13
Descrizioni d'installazioni	+ 10
Descrizioni di brevetti nazionali ..	+ 6
Descrizioni di brevetti stranieri ...	+ 5
Articoli matematici	— 38
Liste di brevetti	— 42 .

Abbiamo considerato con molta attenzione codesti risultati. Crediamo corrispondano abbastanza bene, « mutatis mutandis », anche a ciò che

(1) P. David: Éditorial - Onde Él., 1937, XVI, p. 541.

raccoglieremmo noi dai lettori; coincidono in linea di massima con i desideri più frequentemente e autorevolmente manifestatici; in particolare, aderiscono — e dànno conferma e conforto — a quelle che sono state fino ad ora le nostre direttive nella ricerca dei contributi e nella cernita delle materie da pubblicare. Inevitabilmente, com'è naturale, entro i limiti di ciò che vien messo a nostra disposizione dai collaboratori o che le nostre sollecitazioni riescono a procurare.

S'intende poi, che sarebbe grave errore, in una rivista come la nostra, scartare a priori e tassativamente i contributi dei tipi meno favoriti dal plebiscito dei lettori per limitarsi solo agli altri.

Abbiamo voluto cominciare il settimo anno di vita di « Alta Frequenza » con un esame di coscienza, sia perchè è bene, di tanto in tanto, sostare a rivedere la via percorsa e riepilogare constatazioni e programmi, sia perchè chiunque abbia responsabilità di una pubblicazione periodica sente oggi, più che mai, l'assillo delle difficoltà del momento e deve coscienziosamente valutare i singoli aspetti dell'impresa cui si dedica. Riteniamo che la rivista assolva veramente un cómpito utile, che possa rappresentare in modo degno, all'interno e all'estero, il fervore di opere da cui, anche nel nostro campo, l'Italia è animata, che la sua missione di divulgatrice e di stimolatrice acquisti ogni giorno maggiore importanza. È per questo che ci sembra di poter chiedere ai nostri amici di restarci fedeli e di allargare la loro cerchia a schiere sempre più numerose. Dal canto nostro rinnoviamo l'impegno di attendere con entusiasmo sempre egualmente vivo all'impresa, che credemmo doveroso di assumerci e di mandare ad effetto.

Ecco intanto, per cominciare, due « articoli scientifici sperimentali » e un blocco di « recensioni e bibliografia ».

Disturbi alle radioaudizioni.

Durante la XXXIX Riunione dell'A.E.I., nel 1934 a Gardone, fu per la prima volta nel nostro paese prospettata nella sua vera importanza la questione dei disturbi alle radioaudizioni. Chi seguì allora quelle discussioni, rammenta forse ancora il senso di disagio provato nel constatare come noi fossimo in arretrato, rispetto alle altre principali nazioni europee.

Da allora, in tre anni, si è fatto molto cammino ed è doveroso citare la particolare benemerenza del R. Istituto Elettrotecnico e delle Comunicazioni della Marina in Livorno, dal quale fu immediatamente data

a questo problema importanza notevole, quantunque esso si allontanasse alquanto dai normali suoi compiti di lavoro. Dopo un anno e mezzo di studi e di prove fu approntato, verso la metà del 1936, un primo apparecchio per la misura dei disturbi prodotti da macchine elettriche (2), che si dimostrò del tutto equiparabile a quelli contemporaneamente costruiti negli altri paesi. Ma si dovè addivenire a talune modifiche, per rispondere a più severe esigenze successivamente stabilite, e fu allora studiato e allestito presso il medesimo istituto un secondo esemplare di apparecchio.

Di questo riferisce, nel presente fascicolo, l'ingegnere PAOLINI, il quale ne ha curato l'attuazione e se n'è successivamente servito per numerose serie di misure di disturbi prodotti da macchine a collettore, raccogliendo dati statistici, che potranno costituire un importante contributo italiano alle prossime riunioni internazionali.

Un insegnamento di indole generale può opportunamente trarsi da questo studio: che non ci si deve perdere d'animo, se talvolta, nel corso di un'attività tecnica o scientifica, ci si avvede che la nostra situazione è poco buona rispetto a quella di altri. Il cammino può essere ancora lungo e difficile, ma, se vi è ricchezza di capacità in chi lavora e se della esperienza altrui si sa raccogliere notizia e frutto, non è affatto da escludere che si riesca a ricuperare il distacco, prima della mèta, ed a portarsi all'avanguardia.

Modulazione di microonde.

Abbiamo avuto più volte occasione di rilevare come nella tecnica delle radiotrasmissioni le onde sempre più corte attirino vivo e crescente interesse. In particolare lo studio delle comunicazioni con microonde ha assunto speciale importanza da che recenti esperienze — fra cui quelle ancora eseguite da Guglielmo Marconi — hanno dimostrato come con trasmettitori a microonde si ottengano ricezioni anche oltre la portata ottica.

L'attività dei ricercatori in questo campo si era rivolta negli ultimi anni soprattutto al magnetron, poichè solo con esso erano state messe in gioco potenze sufficienti ad assicurare un regolare servizio, anche quando, per il passaggio al di là del limite di portata ottica, la bontà

(2) G. GRAMAGLIA: Misure di tensioni ad alta frequenza in relazione al problema dei radiodisturbi - R. C. XLI Riunione A. E. I., 1936, III, p. 29.

dei collegamenti subisce una netta e forte riduzione. La costruzione di particolari triodi atti alla generazione di microonde con potenze dello stesso ordine di grandezza di quelle ottenibili col magnetron, ha determinato un ritorno a dispositivi non molto dissimili, almeno formalmente, dai primi schemi del tipo di Barkhausen e Kurz, che presentano, sugli altri, vantaggi di maggiore semplicità.

Resta tuttavia un problema che causa sempre difficoltà notevoli: quello della modulazione. Come è noto, quando, per effettuare la modulazione delle microonde in ampiezza, si opera sulle tensioni di alimentazione dei tubi generatori, le onde vengono modulate non soltanto in ampiezza, ma anche in frequenza; e da ciò derivano distorsioni inammissibili. Interessante, pertanto, si presenta lo studio di un nuovo sistema di modulazione mista in frequenza e in ampiezza, proposto dal dottore NOBILE: con esso le microonde vengono modulate in frequenza con tensioni alternative di frequenza intermedia assai elevata, a loro volta modulate in ampiezza dalle tensioni di bassa frequenza. Assegnando alla frequenza intermedia valori appropriati, gli spettri delle frequenze di modulazione, che così si ottengono, mostrano la possibilità che si effettui una modulazione profonda, di elevato rendimento e praticamente esente da distorsioni.

Naturalmente la ricezione di onde così modulate esige l'impiego di ricevitori appropriati. Possono servire i ricevitori con tubo a campo frenante, opportunamente modificati.

Il nuovo sistema di modulazione, sperimentato praticamente, ha fornito risultati promettenti. Il suo studio appare meritevole di essere approfondito e ulteriormente confrontato con l'esperienza. Interessante, per esempio, potrebbe essere l'esaminarne la possibile applicazione alla modulazione dei generatori a magnetron.

LA REDAZIONE.

MISURA DI TENSIONI DI ALTA FREQUENZA PRODOTTE DA MACCHINE CON COLLETTORE

ENRICO PAOLINI

Si descrive un'apparecchiatura con la quale si possono misurare tensioni di alta frequenza nella gamma delle onde medie e delle onde lunghe, modulate a frequenza acustica. La misura avviene con particolarità tali, da permettere il controllo delle tensioni parassite generate ai morsetti degli apparecchi elettrici di uso corrente. Con la stessa apparecchiatura è possibile effettuare misure di campo elettromagnetico e di tensione di antenna, in modo da avere tutti gli elementi per affrontare il problema della riduzione dei disturbi radiofonici provocati dalle macchine e dai meccanismi elettrici. Vengono riportati infine alcuni esempi di tabelle dalle quali si riscontra la efficacia dei dispositivi antiparassiti e la uniformità delle tensioni generate da macchine di serie dello stesso tipo.

1. - Generalità.

In conformità delle direttive emanate dal Comitato Internazionale Speciale per le Perturbazioni Radiofoniche (C.I.S.P.R.) è stato affrontato in Italia il problema della misura sistematica delle tensioni ad alta frequenza generate dagli apparecchi elettrici.

Tutti gli apparecchi elettrici, nei quali, durante il funzionamento, avvengono interruzioni o variazioni brusche di corrente, possono generare ai morsetti f. e. m. ad alta frequenza rapidamente smorzate. Se le interruzioni avvengono in modo periodico regolare (come, ad esempio, nel caso di collettori di motori elettrici), le f. e. m. ad alta frequenza prodotte hanno un valore, che resta mediamente costante nel tempo ed è suscettibile di essere misurato.

Queste f. e. m. ad alta frequenza sono applicate alla rete di alimentazione della macchina e dànno luogo in parte a propagazione di energia lungo la rete, in parte ad irradiazione. L'antenna di un apparecchio ricevente capta energia dal campo elettromagnetico di siffatta irra-

diazione, e questo, per la variabilità della sua ampiezza, determina il « disturbo » durante l'ascolto di una trasmissione radiofonica. Tale perturbazione è tanto più molesta quanto maggiore è l'entità della f. e. m. ad alta frequenza generata dalla macchina, quanto maggiore è il grado di accoppiamento tra l'antenna e la rete e quanto minore è il campo dell'emissione sulla quale il ricevitore è in ascolto.

È stato ammesso costante il grado medio di accoppiamento tra le antenne riceventi e la rete (40 decibel), costante il campo utile da proteggere (1 mV/m), e sono state rivolte tutte le cure alla riduzione della tensione ad alta frequenza generata dalla macchina.

Per stabilire in modo diretto l'efficacia dei dispositivi antiperturbatori da applicarsi agli apparecchi elettrici che generano questi « disturbi », è necessario disporre di un apparato di misura, il quale dia una indicazione proporzionale al valore medio della tensione parassita entro una banda di 9 kHz intorno ad una frequenza determinata, cioè dia un'indicazione che sia proporzionale all'entità globale del disturbo apportato ad un canale radiofonico. Le caratteristiche di tale apparato devono soddisfare a diverse norme di carattere internazionale che verranno citate nel corso della descrizione.

Un primo esemplare è stato costruito in Italia da Gramaglia ([1]), e per mezzo di esso sono state fatte diverse misurazioni. La costruzione di un nuovo tipo di apparecchio è stata consigliata dal fatto che di recente sono state fissate tolleranze minori per le sue caratteristiche, al fine di avere risultati comparabili con quelli ottenuti in altri paesi.

L'apparecchiatura attuale può servire, oltre che alla misura delle tensioni perturbatrici ai morsetti delle macchine elettriche, anche alla misura di campo elettromagnetico ed alla misura della tensione di antenna. La misura di campo viene effettuata con un telaio girevole che può venire inserito sul tetto dell'apparecchio al momento in cui si fa la misura. Dal rapporto tra la tensione di antenna ed il campo si ottiene l'altezza efficace dell'antenna. Si possono così controllare tutti i diversi fattori che influiscono sulla ricezione radiofonica e si può stabilire entro quali limiti conviene agire su ciascuno di essi per migliorare la qualità di tale ricezione.

2. - Descrizione dell'apparato misuratore di disturbi radiofonici.

L'apparecchiatura che ora si descrive può servire, oltre che alla misura di disturbi (nel senso precisato sopra) ai morsetti delle macchine, anche alla misura del campo elettromagnetico e della tensione di antenna.

L'apparato è diviso in sei scomparti, e la connessione tra l'uno e l'altro di essi si effettua dall'esterno con collegamenti rigidi schermati. I pannelli relativi ai diversi scomparti corrispondono alle funzioni seguenti:

([1]) G. Gramaglia: R. C. XLI Riunione A.E.I., 1936, III, p. 29.

pannello 1: generatore di taratura con voltmetro indicatore,
» 2: circuito di inserzione,
» 3: alimentatore,
» 4: convertitore - amplificatore,
» 5: misuratore di disturbi,
» 6: misuratore di campo.

Si supponga che il disturbatore generi una tensione V_{AB} tra i due conduttori di linea A e B, e due tensioni V_{AT} e V_{BT} tra ciascuno di essi e la terra T (fig. 1). La V_{AB} prende il nome di tensione simmetrica, e le altre due di tensioni asimmetriche [2]; i vettori rappresentativi di queste tre tensioni formano il triangolo indicato in figura 1.

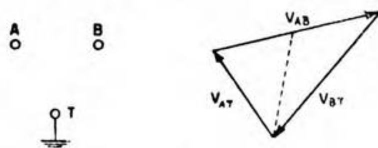


Fig. 1. — Schema delle tensioni generate.

Per non essere costretti ad eseguire due misurazioni di tensione perturbatrice asimmetrica, si definisce, secondo il C.I.S.P.R., una tensione asimmetrica media, la quale è la tensione che si ha tra i due conduttori A e B, riuniti tra loro, agli effetti dell'alta frequenza, e la terra.

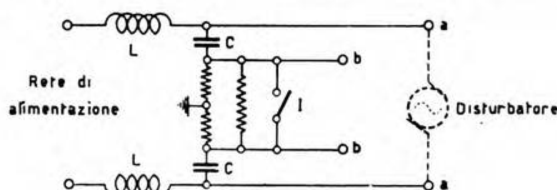


Fig. 2. — Rete artificiale.

Non è da escludersi, che la unione in corto circuito per l'alta frequenza dei due conduttori di linea abbia per conseguenza una variazione di tutto il regime di tensioni generate dalla macchina, e quindi si venga a misurare così una tensione asimmetrica assai diversa dalla media delle due tensioni asimmetriche V_{AT} e V_{BT} veramente generate; ma è da tener presente, che il più delle volte, nei casi reali, tra A e B è già posto un condensatore antiparassita per la riduzione della tensione perturbatrice simmetrica, di modo che ci si trova già, per quanto riguarda la generazione della tensione asimmetrica, assai vicini alle condizioni in cui viene effettuata la misura.

---

[2] M. Boella: R. C. XXXIX Riunione A.E.I., 1934, p. 451.

La tensione simmetrica è applicata ai capi della impedenza compresa tra i due conduttori di rete; la tensione asimmetrica ai capi dell'impedenza compresa tra l'insieme dei conduttori di rete e la terra.

Da diversi sperimentatori sono state eseguite misure di impedenza di reti di distribuzione di energia, ma i risultati ottenuti sono molto differenti. I valori dell'impedenza, che, in generale, può considerarsi costituita da una resistenza pura, sono variabili tra alcune diecine ed alcune migliaia di ohm. È stato scelto un valore medio, pari a 150 ohm, ed il collegamento tra la rete reale di alimentazione ed il disturbatore è fatto

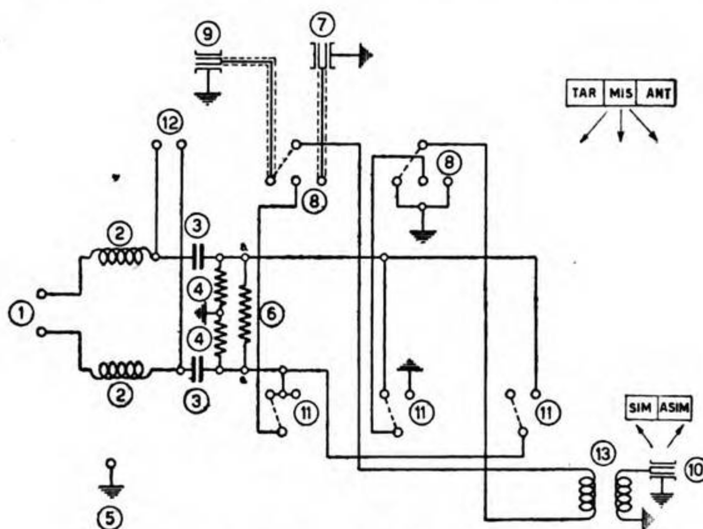


Fig. 3. — Circuito del pannello 2: circuito di inserzione.

1) Morsetti della rete; 2) Induttanza in aria di 3 mH; 3) Condensatore di 0,1 μF; 4) Resistenza di 300 ohm; 5) Presa di terra; 6) Resistenza di 200 ohm; 7) Innesto di antenna; 8) Commutatore per la taratura, la misura della perturbazione e la misura della tensione d'antenna; 9) Innesto per la taratura; 10) Innesto dell'uscita; 11) Commutatore per la misura della componente simmetrica ed asimmetrica; 12) Morsetti del perturbatore; 13) Trasformatore per radiofrequenza.

per mezzo del circuito di figura 2, che prende il nome di « rete artificiale » o « rete normalizzata ». Le due bobine di arresto *L*, *L* sono di valore tale da costituire una reattanza grande per l'alta frequenza e trascurabile per la frequenza industriale, di fronte alla resistenza di 150 ohm della rete artificiale; invece i due condensatori *C*, *C* hanno per l'alta frequenza una reattanza trascurabile ed una reattanza grande per la frequenza industriale. La tensione ad alta frequenza ai due morsetti *a*, *a* del perturbatore erogante sulla resistenza di 150 ohm, è identica a quella tra i morsetti *b*, *b* e costituisce la perturbazione simmetrica; mentre la tensione tra i due punti *b*, collegati insieme chiudendo l'in-

terruttore *I*, e la terra, è la perturbazione asimmetrica generata dal disturbatore, ancora erogante sulla resistenza di 150 ohm.

Le resistenze che formano la rete artificiale sono fatte con filo resistente, avvolto in modo da presentare minima induttanza e minima capacità distribuita. Il circuito di inserzione (fig. 3) è costituito da una rete artificiale, con le possibilità di commutazione, e da un trasformatore di accoppiamento.

Questo trasformatore è di costruzione speciale; esso ha una impedenza di entrata superiore a 1000 ohm ed una resistenza di uscita di 100 ohm. Nel caso che si supponga il trasformatore collegato ad un generatore con resistenza interna di 1600 ohm e la resistenza utile sulla quale si chiude il secondario sia 110 ohm, si ha l'attenuazione di esercizio [3]

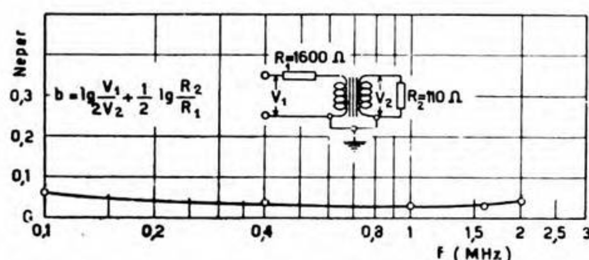


Fig. 4. — Attenuazione di esercizio del trasformatore per radiofrequenza di figura 3.

rappresentata dalla curva di figura 4. Il trasformatore ha inoltre le seguenti caratteristiche: resistenza ohmica per corrente continua del primario 0,22 ohm; resistenza ohmica per corrente continua del secondario 2 ohm; induttanza del primario 8,8 mH; induttanza del secondario 0,56 mH.

La resistenza sulla quale è chiuso il trasformatore è costituita dalla resistenza di 100 ohm del partitore di tensione 1 della figura 5. Riferendoci a questa figura, quando l'interruttore 5 è chiuso, la tensione perturbatrice indotta è applicata alla griglia del tubo 6, ridotta nel rapporto stabilito dal partitore. Questo è costituito da resistenze in filo, con avvolgimento privo di induttanza, ed è schermato in una scatola di rame a diversi scomparti, la quale è a sua volta posta in un secondo involucro di alluminio. L'attenuatore 1 ha cinque posizioni, e, quando il cursore è nella posizione di estrema destra, può ridurre la tensione alla griglia del tubo amplificatore fino a 10^{-5} volte quella generata agli estremi del secon-

[3] Si definisce attenuazione di esercizio b di un trasformatore la metà del logaritmo naturale del rapporto tra la potenza massima che può erogare un generatore di resistenza interna R_1 (cioè nel caso che venga collegato ad una resistenza esterna pure uguale a R_1) e la potenza utile, quando il trasformatore si interponga tra il generatore e la resistenza effettiva di carico R_2: $e^{2b} = [(V_1/2)^2/R_1]/[V_2^2/R_2]$, da cui: $b = (1/2) \log [(V_1^2 R_2)/(4 V_2^2 R_1)] = \log (V_1/2 V_2) + (1/2) \log (R_2/R_1)$.

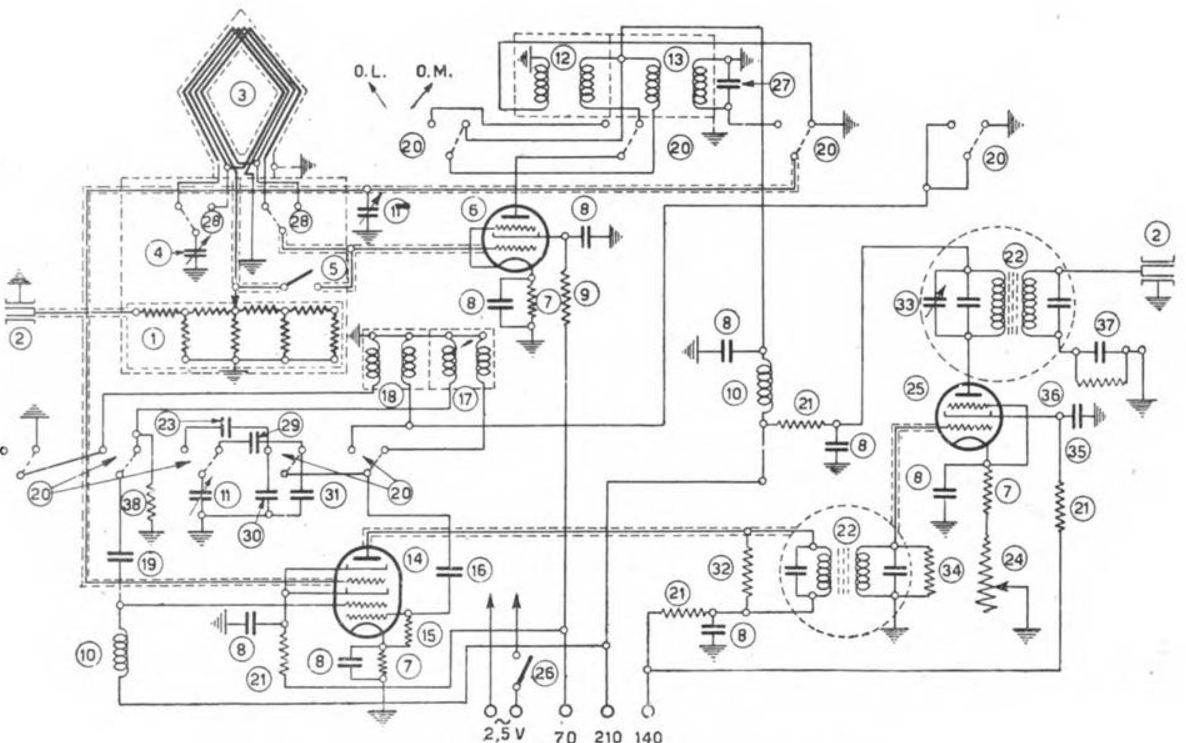


Fig. 5. — Circuito del pannello 4: convertitore-amplificatore.

1) Partitore; resistenza di entrata 100 ohm, resistenza in parallelo 10 ohm; 2) Innesti di entrata e di uscita; 3) Telaio di 16 spire; 4) Condensatore di 10 μμF per la compensazione della capacità di entrata del tubo; 5) Interruttore per l'inserzione del telaio; 6) Pentodo amplificatore; 7) Resistenza di 500 ohm; 8) Condensatore di 1 μF; 9) Resistenza di 70 000 ohm; 10) Induttanza di 10 mH, 50 ohm; 11) Condensatore di 550 μμF, a variazione logaritmica; 12) Bobine per la gamma delle onde lunghe; 13) Bobine per la gamma delle onde medie; 14) Eptodo convertitore; 15) Resistenza di 50 000 ohm; 16) Condensatore di 50 μμF; 17) Bobine per la gamma delle onde medie; 18) Bobine per la gamma delle onde lunghe; 19) Condensatore di 300 μμF; 20) Commutatore di gamma; 21) Resistenza di 5000 ohm; 22) Circuito accordato per media frequenza; 23) Condensatore di 1500 μμF; 24) Reostato a variazione logaritmica di 75 000 ohm; 25) Tubo amplificatore per media frequenza; 26) Interruttore di accensione; 27) Condensatore di 120 μμF; 28) Commutatore del telaio: 2 spire-16 spire; 29) Condensatore di 5000 μμF; 30) Condensatore di 120 μμF; 31) Condensatore di 10 μμF; 32) Resistenza di 400 000 ohm; 33) Condensatore variabile di 20 μμF; 34) Resistenza di 500 000 ohm; 35) Condensatore di 0,5 μF; 36) Resistenza di 1 megaohm; 37) Condensatore di 0,05 μF; 38) Resistenza di 2500 ohm.

dario del trasformatore. L'errore introdotto per deficiente schermatura dell'attenuatore è dello stesso ordine di grandezza di quello indicato da Gramaglia (1) e, quando è inserita l'attenuazione massima, non è affatto trascurabile; è tuttavia da osservare che quasi mai capita di avere a che fare con tensioni così forti da doverle ridurre nel rapporto da uno a centomila, per poterne effettuare la misura.

Le gamme di frequenza sulle quali si opera sono quelle delle onde lunghe (150 ÷ 240 kHz) e delle onde medie (550 ÷ 1500 kHz). Per ogni gamma si ha una serie di bobine e si può passare dall'una all'altra con una commutazione. Per evitare fenomeni di risonanza delle bobine relative alle onde lunghe sulle loro capacità parassite, quando si opera nella gamma delle onde medie, occorre che esse siano poste in corto circuito; ciò si fa automaticamente con i commutatori per il passaggio di gamma.

Al primo stadio amplificatore a circuito accordato seguono uno stadio costituito da un eptodo convertitore, ad una frequenza intermedia di circa 128 kHz, ed uno stadio con tubo amplificatore su tale frequenza.

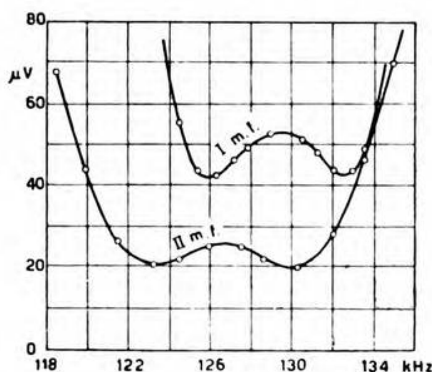


Fig. 6. — Risposta dei due circuiti per media frequenza.

Anche usando l'induttanza del circuito accordato diversa da quella del circuito oscillatorio dell'eterodina, non è facile ottenere un allineamento perfetto. Ne segue, che non si possono comandare con lo stesso asse il condensatore del circuito accordato e quello della eterodina, senza introdurre un errore non ammissibile in un apparecchio di misura; occorre quindi una manovra indipendente con due curve di taratura molto vicine, ma non identiche.

Le bobine del circuito della media frequenza hanno un nucleo di sirufer a traferro variabile, e sono accoppiate per flusso disperso. La loro distanza è regolabile in modo da ottenere l'accoppiamento adatto. Uno dei due condensatori in parallelo sulle due bobine è munito di verniero a mica di 10 μμF.

I circuiti delle due medie frequenze sono accordati su frequenze

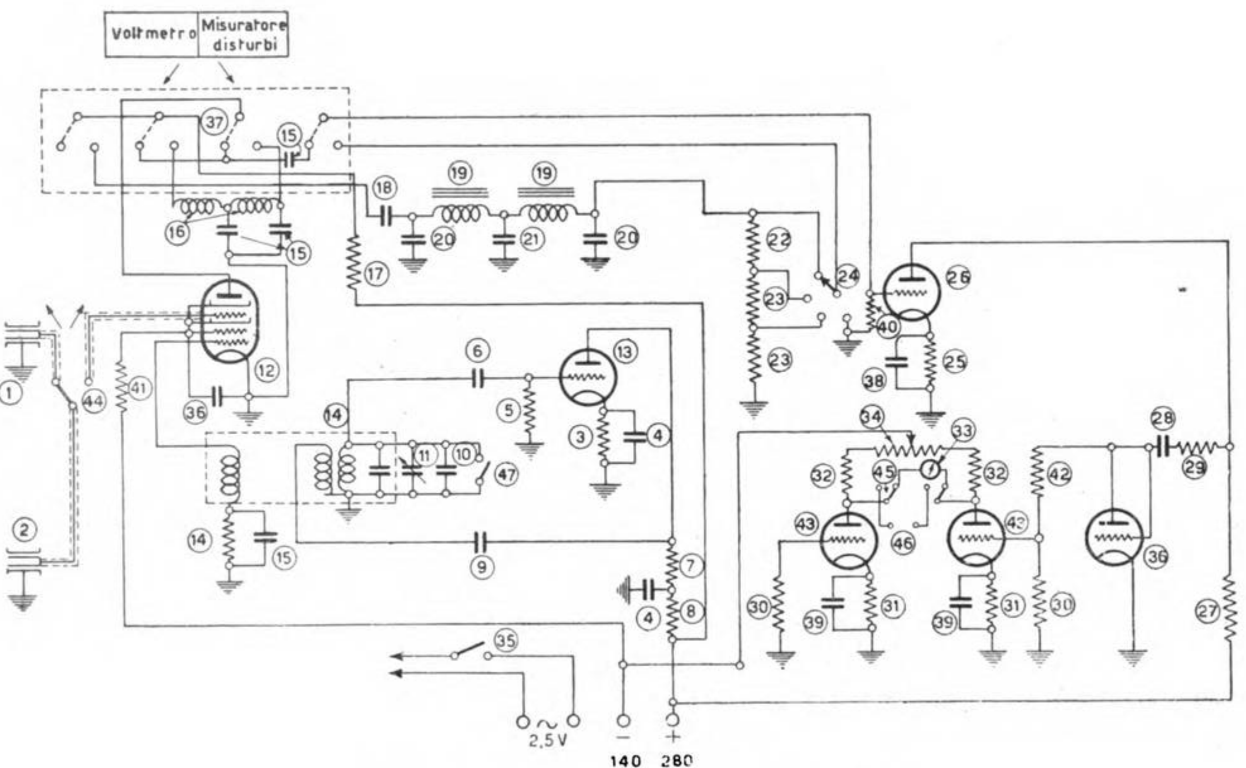


Fig. 7. — Circuito del pannello 5: misuratore di disturbi.

1) Innesto di entrata; 2) Innesto di uscita; 3) Resistenza di 2500 ohm; 4) Condensatore di 0,1 μF; 5) Resistenza di 30 000 ohm; 6) Condensatore di 1000 μμF; 7) Resistenza di 10 000 ohm; 8) Resistenza di 5000 ohm; 9) Condensatore di 10 000 μμF; 10) Condensatore di 2400 μμF; 11) Condensatore variabile di 50 μμF; 12) Eptodo convertitore; 13) Triodo oscillatore; 14) Induttanza dell'oscillatore; 15) Condensatore di 1000 μμF; 16) Induttanza di 10 mH; 17) Resistenza di 0,1 megaohm; 18) Condensatore di 2 μF; 19) Induttanza a ferro di 1,25 H; 20) Condensatore di 1200 μμF; 21) Condensatore di 240 μμF; 22) Resistenza di 9000 ohm; 23) Resistenza di 4500 ohm; 24) Commutatore di sensibilità; 25) Resistenza di 2000 ohm; 26) Triodo amplificatore; 27) Resistenza di 10 000 ohm; 28) Condensatore di 32 000 μμF; 29) Resistenza di 30 600 ohm; 30) Resistenza di 1 ohm; 31) Resistenza di 600 ohm; 32) Resistenza di 4000 ohm; 33) Strumento da 500 μA; 34) Resistenza di compensazione di 1000 ohm; 35) Interruttore di accensione; 36) Diodo; 37) Commutatore: voltmetro - indicatore di perturbazione; 38) Condensatore elettrolitico di 10 μF; 39) Condensatore di 4 μF; 40) Resistenza di 0,1 megaohm; 41) Resistenza di 50 000 ohm; 42) Resistenza di 4 megaohm; 43) Tubo del ponte a compensazione; 44) Commutatore per misure di perturbazione e misure di campo; 45) Commutatore dello strumento; 46) Morsetti per lo strumento supplementare; 47) Interruttore di corto circuito.

distanti fra loro di circa 3000 Hz (fig. 6) in modo che una delle punte di risonanza della prima curva di risposta capiti sulla frequenza dell'avvallamento centrale dell'altra. Si riesce così ad ottenere una risposta complessiva delle medie frequenze che si avvicini il più possibile alla forma rettangolare.

In tal modo però si introduce una distorsione della fase delle diverse componenti della tensione disturbatrice. Tale distorsione può alterare la misura, se si tratta di perturbazioni di breve durata, cioè di carattere impulsivo come, ad esempio, si hanno in un interruttore. Questo caso interessa tuttavia assai meno di quello relativo alla misura della tensione disturbatrice persistente, quale si ha in tutte le macchine a collettore, e può per ora essere escluso dal campo di misure effettuabili con l'apparecchio che si descrive.

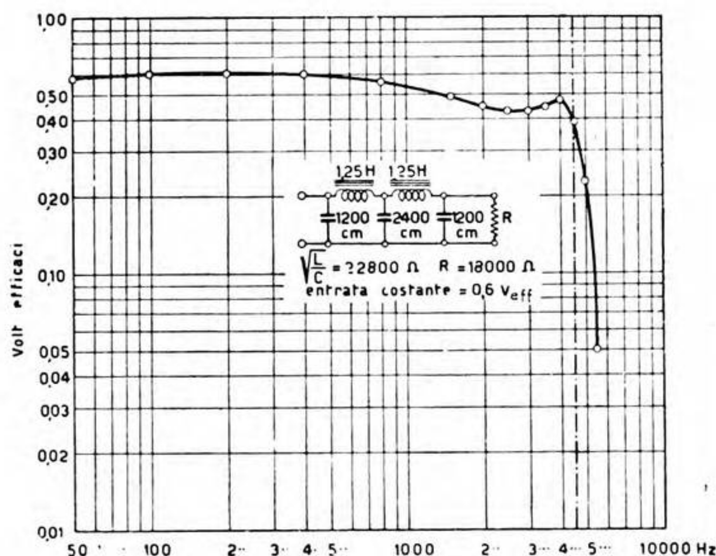


Fig. 8. — Risposta del filtro passa-basso.

L'uscita della seconda media frequenza è collegata alla griglia del tubo mescolatore (12) del pannello 5 (fig. 7). Sull'altra griglia dello stesso tubo si manda la tensione data da un oscillatore locale (13), che genera la frequenza centrale della gamma passante di media frequenza (128,2 kHz). Lo spettro a media frequenza si trasforma così in uno spettro a bassa frequenza senza che vengano eccessivamente alterate le caratteristiche dello spettro del disturbo nell'interno del canale radiofonico nel quale si opera.

La tensione a bassa frequenza dei battimenti passa attraverso un primo filtro passa-basso con frequenza di taglio di 50 kHz, il quale ha

l'ufficio di arrestare le correnti di media frequenza e di frequenza somma di questa con quella della eterodina. Un secondo filtro passa-basso con frequenza di taglio di 5700 Hz permette una parziale correzione della distorsione introdotta dalle medie frequenze. Esso è chiuso su una resistenza di 18 000 ohm, inferiore a quella caratteristica (22 800 ohm), in modo che la risposta del filtro presenti un avvallamento ed un risalto (fig. 8) per frequenze che sono circa quelle in cui si ha rispettivamente un risalto ed un avvallamento nella risposta del complesso delle medie frequenze. Al filtro seguono uno stadio amplificatore in bassa frequenza ed il circuito rivelatore.

L'apparecchio di misura è un voltmetro di cresta e si ammette, in principio, come corretta la formula che ritiene l'indicazione del voltmetro di cresta proporzionale alla larghezza della banda passante. Le caratteristiche del voltmetro misuratore della tensione a bassa frequenza sono le seguenti: costante di tempo di carica 1 millisecondo, costante di tempo di scarica 160 millisecondi, costante di tempo dell'equipaggio dello strumento, smorzato al valore critico ([1]), 160 millisecondi.

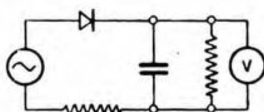


Fig. 9. — Voltmetro indicatore di cresta.

Il tipo di voltmetro attuato nell'apparecchio è a raddrizzatore a diodo secondo lo schema riportato nella figura 9. Lo strumento è inserito sulla diagonale di un ponte di cui due lati sono due tubi uguali; l'azzeramento dello strumento, in assenza di tensione raddrizzata fornita dal diodo ad una delle griglie dei tubi del ponte, si effettua per mezzo della resistenza variabile 34 (fig. 7).

Per la determinazione delle costanti di tempo del circuito di carica e scarica ci si riferisca alla figura 10 *a*. Poichè il diodo presenta conduttanza infinita al passaggio della corrente dall'anodo al catodo, è trascurabile la presenza di R_s in parallelo al diodo durante la carica del condensatore. Si consideri il tubo amplificatore come un generatore di f. e. m. μV_g (fig. 10 *b*) e di resistenza interna R_a, dove V_g è la tensione applicata alla griglia e μ è il coefficiente di amplificazione del tubo. E si applichi qui il teorema di Thevenin il quale stabilisce che in una rete si può spostare un generatore di forza elettromotrice privo di resistenza da un ramo ad un altro senza turbare il regime delle tensioni, purchè nella seconda posizione la f. e. m. del generatore sia uguale alla

([1]) Per costante di tempo dell'ago dello strumento si definisce il periodo di oscillazione libera dell'equipaggio, qualora si porti lo smorzamento ad un valore inferiore al critico, diviso per 2π.

tensione che si avrebbe, con il generatore nella prima posizione, ai capi dell'interruzione della rete corrispondente alla seconda posizione.

Immaginando di interrompere in *aa*, si vede che la tensione agli estremi dell'interruzione è $\mu V_g \ R / (R_a + R)$. Ne segue che durante la fase di carica il circuito può rappresentarsi con lo schema equivalente di figura 10 *c*, mentre che nella fase di scarica, supposta nulla la conduttanza del diodo, il circuito può rappresentarsi come in figura 10 *d*.

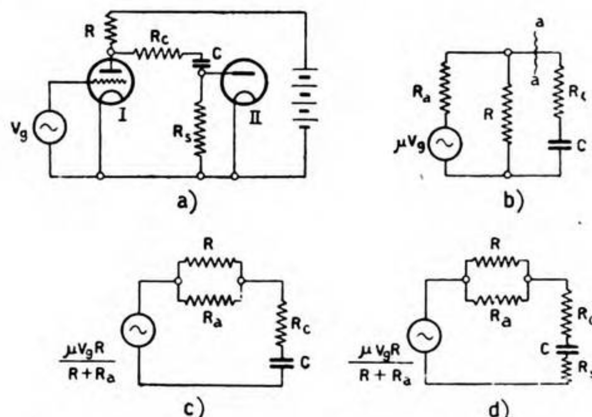


Fig. 10. — Determinazione delle costanti di tempo di carica e scarica: *a*) circuito reale; *b*) circuito equivalente in serie; *c*), *d*) circuiti equivalenti in parallelo.

La costante di tempo di carica è quindi:

$$C\left(R_c + \frac{R\,R_a}{R + R_a}\right) ,$$

e la costante di tempo di scarica è:

$$C\left(R_s + R_c + \frac{R\,R_a}{R + R_a}\right) .$$

Nel caso particolare in questione la R_a del diodo di figura 7, rilevata dalle caratteristiche, è 670 ohm, e si è posto: $C = 0{,}032$ μF, $R = 10\,000$ ohm. Si ricava allora $R_c = 30\,600$ ohm, ed $R_s = 4{,}37$ megaohm.

La costante di tempo di 160 millisecondi dell'equipaggio dello strumento è stata fissata in modo da avere un'inerzia, per raggiungere la posizione di regime, poco diversa da quella fisiologica della sensazione auditiva; occorrono infatti mediamente per l'orecchio 200 millisecondi, a partire dall'istante di arrivo dell'onda sonora, perchè si raggiunga il valore massimo della sensazione.

Lo strumento inserito in maniera stabile sul pannello della apparecchiatura ha una costante di tempo alquanto diversa da 160 millisecondi, ma esiste la possibilità, con il commutatore 45 indicato nella figura 7,

di inserire uno strumento esterno, il quale abbia la costante di tempo voluta. Purtuttavia, trattandosi di misurare per lo più tensioni perturbatrici abbastanza costanti nel tempo, lo strumento inserito sul pannello può essere adoperato senza andare incontro ad errori inaccettabili.

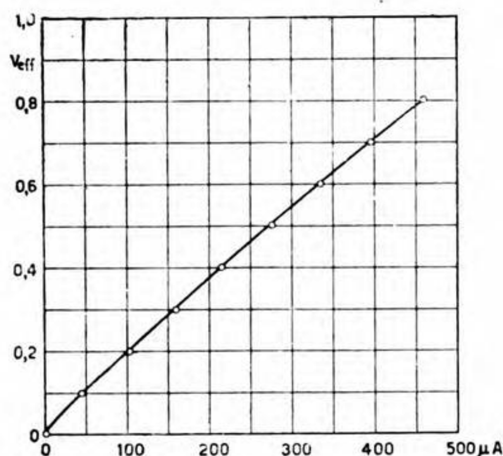


Fig. 11. — Taratura in ampiezza del voltmetro indicatore.

La legge della deviazione dello strumento in funzione della tensione applicata è all'incirca lineare, a meno di un piccolo tratto iniziale che interessa circa 1/20 della scala dello strumento (fig. 11).

Un controllo globale delle costanti di tempo attraverso la deviazione data dal voltmetro e, nello stesso tempo, una verifica che non intervengano fenomeni di saturazione sono stati effettuati con una serie di impulsi ad andamento esponenziale secondo il sistema suggerito da Müller e Steudel (5). Un condensatore C di 20 μF si carica con una pila a 3 V

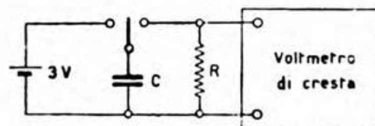


Fig. 12. — Circuito per il controllo delle costanti di tempo e dei fenomeni di saturazione.

e si scarica ritmicamente attraverso una resistenza R (fig. 12). La tensione ai capi di questa resistenza è applicata al voltmetro di cresta e la deviazione dello strumento del voltmetro è funzione, oltre che della tensione di carica che si tiene costante, anche della frequenza degli impulsi e della costante di tempo di scarica RC (fig. 13).

(5) K. Mueller e U. Steudel: V.N.T. Siemens, 1935, V (2), p. 7.

La prova generale della risposta entro la banda è stata fatta applicando ai morsetti 12 dello schema rappresentato in figura 3 una tensione di frequenza variabile entro l'intorno di una frequenza determinata, per esempio 200 kHz. A parità di tensione di entrata, si ha una deviazione dello strumento del voltmetro di cresta, che varia con la frequenza come appare nel diagramma della figura 14. Per una frequenza di riferimento maggiore di 200 kHz la risposta migliora alquanto, nel senso che vengono riprodotte con maggiore fedeltà le frequenze fuori risonanza tra i 2000 e i 4500 Hz, e la caduta della curva di risposta per 4500 Hz è più netta.

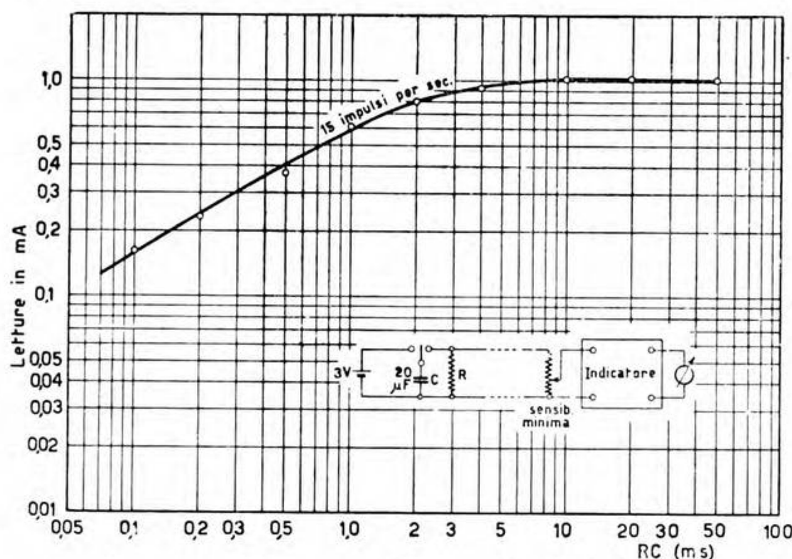


Fig. 13. — Deviazione dello strumento del voltmetro di cresta per diverse forme di impulsi, alla cadenza, ad esempio, di 15 al secondo.

Si assume come valore della tensione perturbatrice quel valore di tensione sinoidale non modulata, leggermente fuori risonanza, che dà allo strumento la stessa deviazione della tensione perturbatrice effettiva.

In base a tali criteri si sono ricavate le curve di taratura, applicando la tensione sinoidale alla boccola 9 del pannello 2 (fig. 3), mentre il commutatore 8 sta nella posizione « taratura »; e si è ottenuto il coefficiente α di taratura per le diverse frequenze (fig. 15). In pratica, per misurare il valore di una tensione perturbatrice su una data frequenza, basta moltiplicare la deviazione dello strumento per il coefficiente α e per i rapporti dell'attenuatore 1 del pannello 4 (fig. 5) e del potenziometro 24 del pannello 5 (fig. 7).

La stessa apparecchiatura può servire, come si è detto, anche come misuratore di campo elettromagnetico. Il telaio applicato al pannello 4

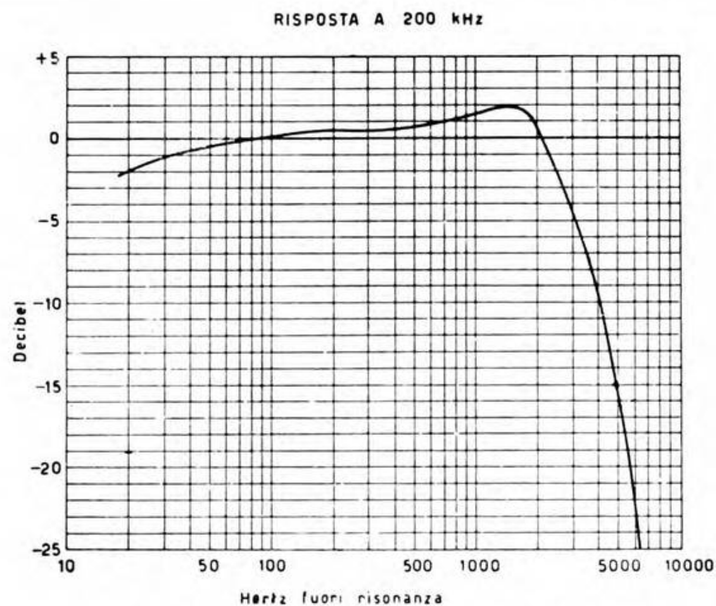


Fig. 14. — Risposta di una banda passante.

è di 16 spire di filo di rame multiplo smaltato, ed è collegato aperiodicamente alla griglia del primo tubo amplificatore per alta frequenza.

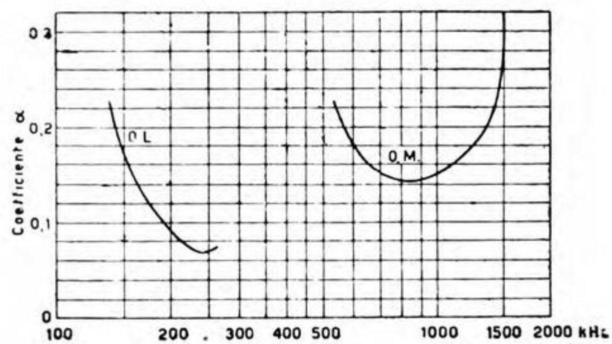


Fig. 15. — Coefficiente di taratura.

Con il commutatore 28 (fig. 5) è possibile inserire o due sole spire o tutte le 16 spire del telaio, in modo da avere una variazione di sensibilità nel rapporto da 1 a 8. Il telaio è simmetrico rispetto al suo punto centrale, che è a terra, ed il condensatore 4 serve a compensare la capacità di entrata del tubo, in modo da ridurre il più possibile l'effetto di antenna.

Si ottiene così un equilibramento che, per la misura di campi generati da radiotrasmittenti circolari, può considerarsi sufficiente.

La taratura si effettua applicando una tensione, attraverso l'attenuatore, all'entrata del tubo, tale da dare allo strumento la stessa lettura che si ha col telaio. Dividendo per l'altezza efficace del telaio, per la frequenza di funzionamento (fig. 16), si ricava l'intensità del campo agente.

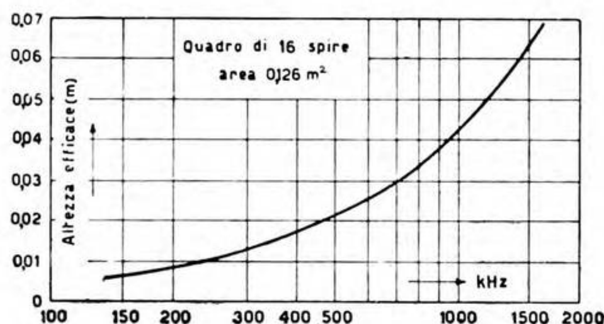


Fig. 16. — Altezza efficace del telaio.

Per effettuare la misura deve restare aperto l'interruttore 5, ed occorre collegare l'uscita del pannello 4 (fig. 5), attraverso il commutatore 44 del pannello 5 (fig. 7), direttamente con l'entrata del pannello 6 (fig. 17). La tensione applicata all' entrata del pannello 6 è mandata alla griglia di un tubo amplificatore a circuito accordato, il quale al tempo stesso costituisce uno dei lati del ponte di misura. Un doppio diodo – pentodo rivela la modulazione, e fornisce la tensione raddrizzata e livellata ai capi della resistenza 19 che, polarizzando la griglia del tubo amplificatore, provvede alla regolazione automatica della sensibilità. La deviazione dello strumento del ponte a compensazione, in funzione della tensione di entrata, ha circa un andamento logaritmico (fig. 18).

Invece dello strumento è possibile inserire, a mezzo dell'innesto 7 (fig. 17), un apparecchio registratore in modo da ricavare su una striscia di carta il grafico dell'andamento del campo elettromagnetico nel tempo (6). L'apparecchio registratore può essere ad esempio quello riprodotto nella figura 19, il quale segna un punto ogni secondo; se lo si collega al pannello 6, la punta scrivente percorre tutta la striscia di 25 cm di larghezza con una tensione di 0,4 volt all'entrata del pannello.

Con l'apparecchiatura è possibile effettuare la misura della tensione di antenna. Per questo scopo occorre collegare l'estremità dell'antenna all'innesto 7 del pannello 2 (fig. 3) mentre il commutatore 8 sta nella posizione « antenna ». L'uscita del pannello 2, analogamente a quanto si fa in misure di campo, è collegata al pannello 4 (fig. 5) e, attraverso il commutatore 44 del pannello 5 (fig. 7), l'uscita di questo è in comu-

(6) K. A. Norton e S. E. Reymer: B. S. J. Research, 1933, XI, pag. 373.

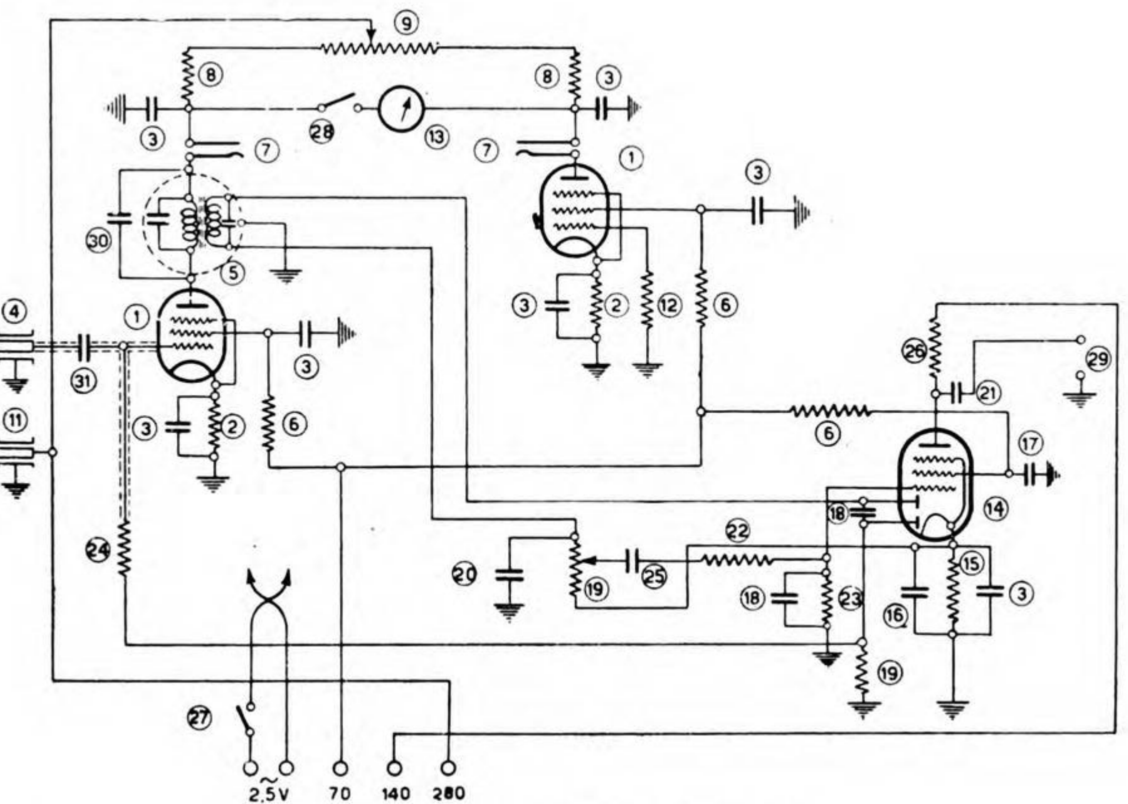


Fig. 17. — Circuito del pannello 6: misuratore di campo.

1) Tubo amplificatore per media frequenza; 2) Resistenza di 300 ohm; 3) Condensatore di 0,1 μF; 4) Innesto di entrata; 5) Circuito accordato per media frequenza; 6) Resistenza di 5000 ohm; 7) Innesto di connessione per il registratore; 8) Resistenza di 12 000 ohm; 9) Resistenza variabile di 1000 ohm; 10) Condensatore di 2000 μμF; 11) Morsetto di connessione con l'apparecchio registratore; 12) Resistenza di 5 megaohm; 13) Strumento da 1,5 mA; 14) Doppio diodo - pentodo; 15) Resistenza di 3500 ohm; 16) Condensatore elettrolitico di 8 μF; 17) Condensatore di 1 μF; 18) Condensatore di 100 μμF; 19) Resistenza variabile logaritmica di 0,5 megaohm; 20) Condensatore di 500 μμF; 21) Condensatore di 2 μF; 22) Resistenza di 0,1 megaohm; 23) Resistenza di 1 megaohm; 24) Resistenza di 5 megaohm; 25) Condensatore di 0,05 μF; 26) Resistenza di 30 000 ohm; 27) Interruttore di accensione; 28) Interruttore dello strumento; 29) Morsetti per la connessione della cuffia; 30) Condensatore di 30 μμF.

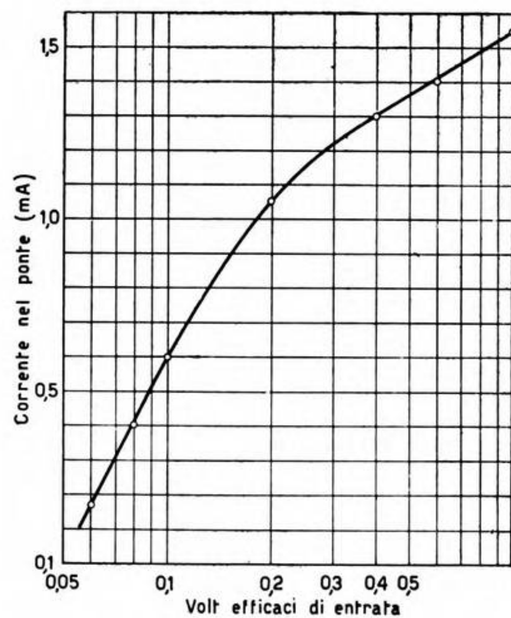


Fig. 18. — Lettura dello strumento,
in funzione della tensione di entrata del pannello 6.

nicazione con l'entrata del pannello 6 (fig. 17). L'antenna risulta così connessa all'entrata del trasformatore, il quale ha una forte impedenza

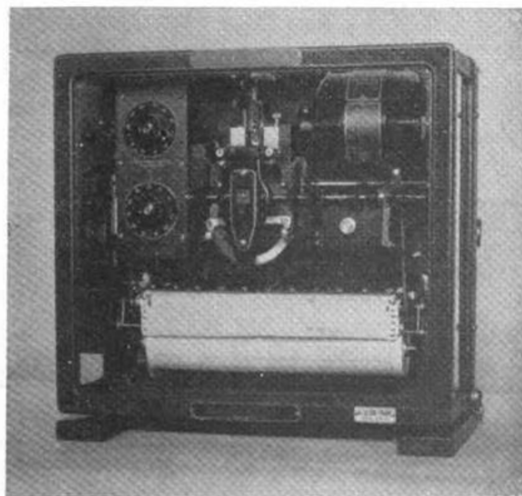


Fig. 19. — Registratore di tensione.

primaria, e quindi si può ritenere che l'antenna sia in condizione non molto diversa da quella a circuito aperto. Se il complesso è stato precedentemente tarato, si può, dalla lettura dello strumento, ottenere il valore della tensione indotta nell'antenna e, effettuando anche una misura di campo, ricavare facilmente l'altezza efficace dell'antenna.

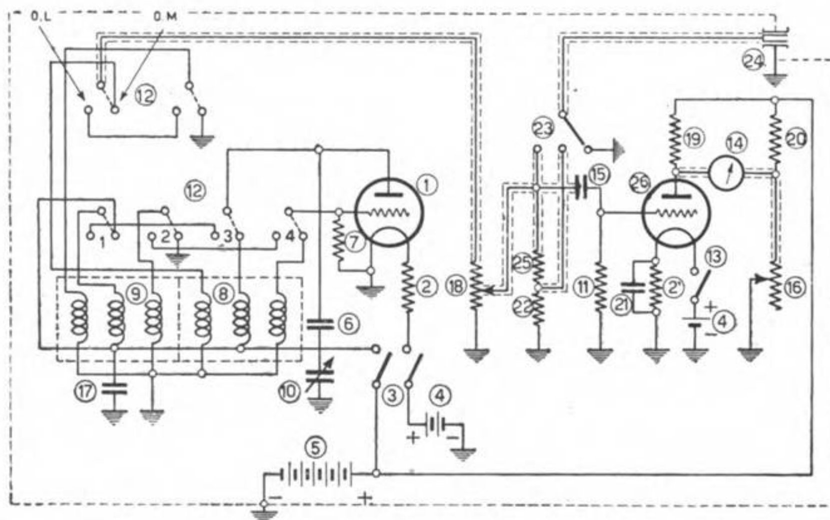


Fig. 20. — Circuito del pannello 1: generatore di taratura.

1) Triodo oscillatore; 2) Resistenza di 17 ohm; 2') Resistenza di 15 ohm; 3) Interruttore di alimentazione; 4) Pile di accensione, per 3 V; 5) Pile di tensione anodica, per 60 V; 6) Condensatore di 50 000 μμF; 7) Resistenza di 20 000 ohm; 8) Bobina per la gamma delle onde medie; 9) Bobina per la gamma delle onde lunghe; 10) Condensatore a variazione logaritmica di 550 μμF; 11) Resistenza di 0,1 megaohm; 12) Commutatore di gamma; 13) Interruttore di accensione; 14) Strumento da 50 μA; 15) Condensatore di 500 μμF; 16) Reostato di 50 000 ohm per la compensazione; 17) Condensatore di 0,5 μF; 18) Resistenza di 20 ohm; 19) Resistenza di 1000 ohm; 20) Resistenza di 800 ohm; 21) Condensatore di 0,5 μF; 22) Resistenza di 1 ohm; 23) Partitore di tensione; 24) Innesto di uscita; 25) Resistenza di 10 ohm; 26) Tubo del voltmetro elettronico.

Il generatore di taratura contenuto nel pannello 1 (fig. 20) è costituito da un tubo oscillatore alimentato con pile a secco e completamente schermato dal resto dell'apparecchiatura. Un voltmetro elettronico a caratteristica pressochè quadratica dà una indicazione approssimativamente proporzionale al valore efficace della tensione che si ha tra la terra e il cursore del potenziometro 18 collegato alla bobina accoppiata al generatore; questa tensione, attraverso il partitore 23, è mandata alla boccola di uscita 24. L'oscillatore può servire per controllare in campagna la taratura dell'apparecchio in ampiezza e frequenza.

Come voltmetro elettronico per alta frequenza è possibile adoperare l'indicatore della perturbazione radiofonica quando si passi il commu-

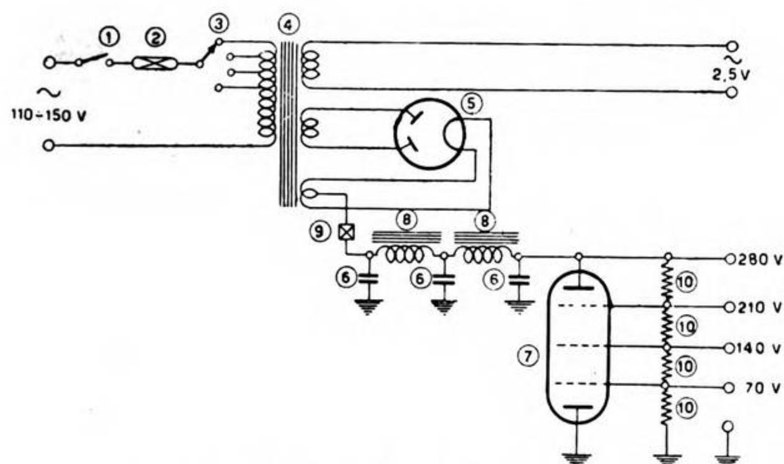


Fig. 21. — Circuito del pannello 3: alimentatore.

1) Interruttore generale; 2) Fusibile; 3) Commutatore per le differenti tensioni della rete; 4) Trasformatore di alimentazione; 5) Tubo raddrizzatore; 6) Condensatore a carta di 8 μF; 7) Tubo al neon, regolatore di tensione; 8) Induttanza a ferro di 45 H e 1150 ohm di resistenza; 9) Fusibile; 10) Resistenza di 0,1 megaohm.

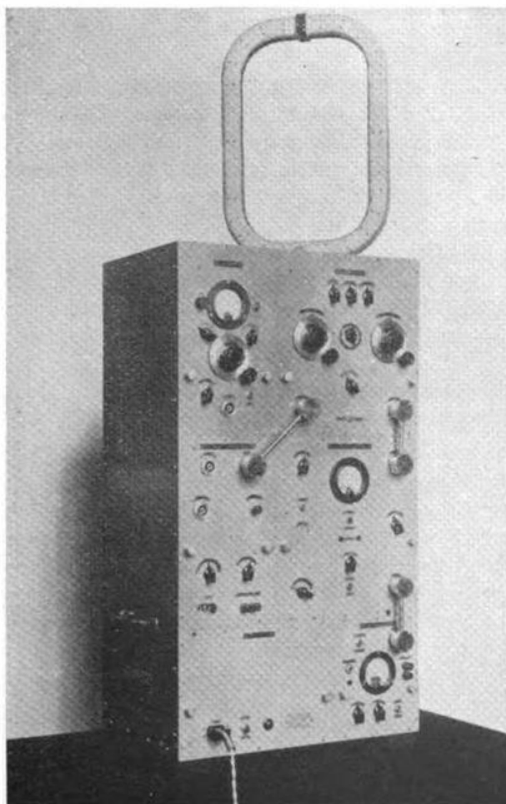


Fig. 22. — Vista dell'apparecchio.

tatore 37 del pannello 5 (fig. 7) sulla posizione « voltmetro », purchè, chiudendo l'interruttore 47, si impedisca che il tubo 13 dia luogo ad oscillazioni.

L'alimentazione dell'apparecchiatura, eccettuato l'oscillatore di taratura, è fatta completamente dalla rete stradale. I tubi sono tutti a riscaldamento indiretto e le tensioni continue per gli altri elettrodi vengono fornite da un raddrizzatore con stabilizzatore al neon (fig. 21). Come resistenza di protezione del tubo al neon servono le resistenze delle induttanze di livellamento.

Si è notato che, per l'impiego attuale, non è necessario ricorrere alle resistenze di ferro in idrogeno, giacchè anche senza di esse la compensazione degli strumenti indicatori resta stabile ed indipendente dalle brusche variazioni della tensione di linea.

La figura 22 mostra l'apparecchiatura completa.

3. - Misure di tensioni perturbatrici.

Le misure effettuate hanno dimostrato che in molti apparecchi la tensione perturbatrice indicata dalle deviazioni dell'ago dello strumento non resta costante, ma varia da istante ad istante intorno ad un valore medio con scarti che raggiungono il 20 ÷ 40 %. I valori riportati nelle tabelle che seguono sono quelli medi apprezzati dopo una diecina di secondi di osservazione.

Misurando la tensione perturbatrice generata da un apparecchio con spazzole nuove si osserva, che essa diminuisce nel tempo fino a stabilizzarsi dopo qualche minuto su un valore che è il 40 ÷ 70 % di quello iniziale. È da ritenersi che questo fenomeno sia dovuto al migliore adattamento della superficie delle spazzole a quella del collettore, che si produce man mano con l'usura.

L'angolo di calettamento delle spazzole è pure molto importante per ciò che riguarda il valore della tensione perturbatrice. Angoli di calettamento che differiscono di qualche grado vanno ugualmente bene per ciò che riguarda la commutazione della macchina, ma possono dare differenze notevolissime per le tensioni perturbatrici. Vi è un angolo di calettamento ottimo per il quale si ha il minimo della tensione perturbatrice; questa posizione è all'incirca sulla bisettrice dell'angolo entro il quale si ha una buona commutazione. Se le spazzole si spostano da questa posizione, la tensione perturbatrice generata aumenta subito e si mantiene poi di valore presso che costante.

L'apparato descritto ha l'inconveniente di avere le induttanze di arresto 2 del circuito di inserzione (fig. 3) di valore piuttosto scarso. Ne viene di conseguenza che la rete, anche in assenza dell'apparecchio disturbatore, può dare luogo per le frequenze più basse ad una tensione disturbatrice sulla resistenza di 150 ohm ai capi della quale viene effettuata la misura. Con un filtro posto in serie alla rete si riesce ad eliminare questo inconveniente.

Il minimo di tensione perturbatrice che si può apprezzare con discreta

precisione è dell'ordine di grandezza del microvolt. Non si è ritenuto che convenga spingere più innanzi la sensibilità dell'apparecchiatura, sia perchè le perturbazioni dovute alla discontinuità nel moto degli elettroni nei tubi sono di un ordine di grandezza poco diverso dal microvolt, sia perchè un aumento di sensibilità, agli scopi per i quali si effettuano le misure, sarebbe privo di interesse.

La tensione massima apprezzabile è dell'ordine di grandezza di una ventina di volt. Ma per misure di tensioni perturbatrici così elevate si deve tener presente che, per difetto di schermature, è da presumere un errore di misura del 10 ÷ 30 % in più.

La sensibilità dell'apparecchio usato come misuratore di campo, a causa della piccola altezza efficace del telaio, è piuttosto scarsa. Accordando il telaio sulla frequenza sulla quale si opera, tale sensibilità risulterebbe aumentata nel rapporto del coefficiente di risonanza del circuito; ma ciò introdurrebbe una manovra in più, mentre, per la misura dei campi che possono venire efficacemente captati da ricevitori correnti, è sufficiente la sensibilità attuale dell'apparecchiatura.

La riduzione delle tensioni perturbatrici può essere ottenuta con condensatori ed induttanze. Per ridurre la tensione perturbatrice simmetrica occorre disporre i condensatori in parallelo sui conduttori di alimentazione dell'apparecchio, e le induttanze in serie con i conduttori stessi. Per ridurre la tensione perturbatrice asimmetrica occorre disporre i condensatori tra i conduttori di alimentazione e la carcassa. Raramente è possibile disporre i condensatori tra i conduttori di alimentazione e la terra, perchè questa non è in generale accessibile dall'apparecchio.

Per apparecchi con motore a corrente alternata, il valore di capacità dei condensatori antiparassiti della tensione asimmetrica è limitato da condizioni di sicurezza, perchè non si deve ammettere che toccando la carcassa di un apparecchio ridotto a non esser più origine di parassiti si riceva una scossa elettrica sgradevole o pericolosa. Anche se la carcassa dell'apparecchio è espressamente posta a terra, non è prudente tollerare un valore maggiore di capacità antiparassita, perchè si deve sempre mettere in conto la possibilità di una interruzione accidentale del conduttore di terra. Per queste considerazioni si è convenuto che il valore delle capacità disposte tra i conduttori di alimentazione e la carcassa non superi 0,005 μF (7).

Il condensatore antiparassita per la tensione simmetrica non deve superare un certo valore oltre il quale potrebbe entrare in risonanza il circuito in serie formato da questo condensatore con le induttanze di arresto L (fig. 2), per la frequenza della rete. Perciò si è convenuto che il valore della capacità disposta in parallelo sui due conduttori di alimentazione non superi 0,1 μF.

---

(7) A questo valore limite corrisponde, per una rete alimentata a 150 V e 50 Hz, una corrente di 0,235 mA che è sopportabile senza troppa molestia dalla massima parte delle persone.

Le induttanze da disporsi in serie sui conduttori di alimentazione non hanno in pratica nessuna limitazione del loro valore; soltanto le bobine devono essere eseguite secondo le norme relative, e ciò, talvolta, può dar luogo a dimensioni notevoli, tali da non poter più installare le induttanze entro la carcassa dell'apparecchio.

Le misure devono essere eseguite o disponendo il perturbatore in una gabbia di Faraday o, conformemente a prescrizioni stabilite, disponendo l'apparecchio su una base metallica di 40 cm × 40 cm, disposta a 40 cm di distanza da un contrappeso di 2 m × 2 m messo a terra.

Nelle misure correnti effettuate finora nei luoghi ove si trova installato il perturbatore non è possibile il più delle volte disporre nè di una gabbia di Faraday, nè di un tavolo sistemato nel modo detto sopra; perciò occorre limitarsi ad una verifica sommaria delle tensioni parassite generate e della efficacia dei dispositivi antiparassiti.

Le misure eseguite fino ad ora riguardano esclusivamente apparecchi elettrodomestici di potenza inferiore a 500 watt.

Gli scarti delle tensioni non depurate dai parassiti, da un apparecchio all'altro dello stesso tipo, sono notevolissimi e possono giungere fino a 15 ÷ 20 decibel. Gli scarti delle tensioni depurate sono leggermente più modesti, ma ancora dello stesso ordine di grandezza. Di conseguenza non sono stati ancora definiti i valori delle tensioni perturbatrici da non dover superare, perchè questi limiti, oltre che in base a considerazioni relative di buona ricezione delle trasmissioni radiofoniche, devono essere fissati anche in vista della possibilità di raggiungerli con mezzi semplici.

I valori riportati nelle tabelle I e II mostrano sia gli scarti delle tensioni perturbatrici, sia l'efficacia dei dispositivi antiparassiti.

TABELLA I.

Asciuga-capelli Siemens, 165 V, 0,11 A.				
Frequenza (kHz)	Tensione simmetrica (μV)		Tensione asimmetrica (μV)	
	senza dispositivo antiparassita	con un condensatore di 0,1 μF	senza dispositivo antiparassita	con due condensatori di 0,005 μF
200	830	278	120	74
240	870	245	120	61
600	515	256	69	25
800	590	246	73	29
1000	630	260	69	30
1200	950	211	122	32
1400	1400	395	145	44

Le misure di tensione ai morsetti degli asciuga-capelli, registrate in questa tabella e nelle seguenti, sono fatte nel caso che l'apparecchio emetta un getto di aria fredda: questa è la condizione più sfavorevole,

perchè la resistenza di riscaldamento (di qualche ohm) non smorza le tensioni di alta frequenza generate.

TABELLA II.

Aspiratore Siemens, 165 V, 2,3 A.				
Frequenza (kHz)	Tensione simmetrica (μV)		Tensione asimmetrica (μV)	
	senza dispositivo antiparassita	con un condensatore di 0,1 μF	senza dispositivo antiparassita	con due condensatori di 0,005 μF
200	3400	130	147	23
240	2180	95	164	15
600	375	41	50	2
800	505	61	70	3
1000	810	120	18	1,5
1200	1190	252	22	1,7
1400	1680	405	177	13

L'aspiratore funziona a velocità massima.

Lo scarto quadratico medio [8], ricavato dalle misure fatte su un discreto numero di apparecchi dello stesso tipo, nei casi in cui esso è di maggiore entità, presenta i valori riportati nelle tabelle III e IV.

TABELLA III.

Asciuga-capelli Siemens, 165 V, 0,11 A.				
Frequenza (kHz)	Tensione simmetrica (μV) senza dispositivo antiparassita		Tensione asimmetrica (μV) senza dispositivo antiparassita	
	tensione media	errore quadratico medio	tensione media	errore quadratico medio
200	763	376	143	48
240	700	267	107	29
600	457	128	61	16
800	662	188	82	22
1000	782	232	88	30
1200	1079	410	126	40
1400	1440	425	155	48

(8) Si intende per « scarto quadratico medio » od « errore quadratico medio » il valore dell'espressione $\sqrt{(\sum_1^n{}_k \varepsilon_k^2) \,/\, (n-1)}$; nella quale ε_k rappresenta la differenza fra il k^{mo} valore misurato e la media aritmetica dei valori misurati, ed n è il numero delle misurazioni.

TABELLA IV.

Asciuga-capelli A. E. G., 165 V, 0,23 A.				
Frequenza (kHz)	Tensione simmetrica (μV) con un condensatore di 0,1 μF		Tensione asimmetrica (μV) con due condensatori di di 0,005 μF	
	tensione media	errore quadratico medio	tensione media	errore quadratico medio
200	95	40	30	11
240	62	29	28	10
600	85	50	9	5
800	105	60	11	6
1000	129	47	16	10
1200	187	60	22	13
1400	200	74	28	19

4. - Conclusioni.

L'apparecchiatura descritta permette di eseguire misure di tensione perturbatrice generata ai morsetti degli apparecchi elettrici, e di determinare l'efficacia dei dispositivi antiparassiti.

Ciò per altro costituisce un controllo di un solo lato del problema della riduzione delle perturbazioni radiofoniche causate dalle macchine elettriche, giacchè è logico richiedere che anche le antenne dei radioascoltatori siano tali da essere influenzate il meno possibile dai campi perturbatori.

Siccome il campo perturbatore decresce rapidamente con l'altezza sul suolo, occorre che l'altezza efficace dell'antenna sia superiore ad un certo minimo e la discesa di antenna sia eventualmente schermata, laddove la sola depurazione dai parassiti, con mezzi usuali, delle macchine elettriche generatrici di perturbazioni non condurrebbe a risultati accettabili.

Lo studio generale della protezione delle radioaudizioni dai disturbi, in base alle statistiche dei singoli casi presi in considerazione (9), esorbita dallo scopo per il quale è stata scritta questa nota.

Livorno, settembre 1937-XV.

R. Istituto Elettrotecnico e delle Comunicazioni della Marina.

(9) A. F., 1935, IV, p. 426.

NUOVO SISTEMA DI MODULAZIONE PER MICROONDE

GUIDO NOBILE

Viene studiato un nuovo metodo di doppia modulazione, particolarmente adatto per le microonde: un'oscillazione di frequenza intermedia è modulata in ampiezza con le correnti telefoniche; la tensione così ottenuta, applicata all'anodo dei tubi generatori, produce una modulazione delle microonde puramente in frequenza. Il calcolo dimostra che, quando sono rispettate opportune condizioni, questo sistema di modulazione non dà luogo a distorsione ed è di ottimo rendimento. Prove di trasmissione e ricezione, effettuate fino a 10 km di distanza con l'impiego di più dipoli irradianti e di riflettori parabolici, hanno confermato la perfetta efficenza del nuovo sistema di modulazione, mettendone in evidenza la semplicità e la sicurezza di funzionamento.

PARTE TEORICA

1. - Generalità.

In un generatore di microonde (fig. 1 e 2) la lunghezza dell'onda emessa dipende, com'è noto (1) (2) (3), oltre che dalle dimensioni dei vari elementi costituenti il tubo, dalle tensioni applicate agli elettrodi; ciò oltre che richiedere una stabilità assoluta del regime di alimentazione del tubo, rappresenta una seria difficoltà per la modulazione in ampiezza delle microonde. Infatti, se noi cerchiamo di variare l'intensità delle oscillazioni, agendo sulla tensione di griglia U_g, o meglio sulla tensione anodica, U_a, avremo sempre una variazione indesiderata della frequenza dell'onda fondamentale. Si ha così una modulazione mista in ampiezza ed in frequenza, che, normalmente, dà luogo ad inammissibili distorsioni. È da notare che anche nel generatore a magnetron ritroviamo lo stesso fenomeno, come d'altronde è prevedibile, data la stretta analogia fra il comportamento del magnetron e quello del triodo a campo frenante.

(1) A. Scheibe: Ann. der Phys., 1924, LXXIII, p. 54.
(2) N. Carrara: A. F., 1936, V, p. 691 e 773.
(3) N. Carrara: A. F., 1937, VI, p. 104 e 209.

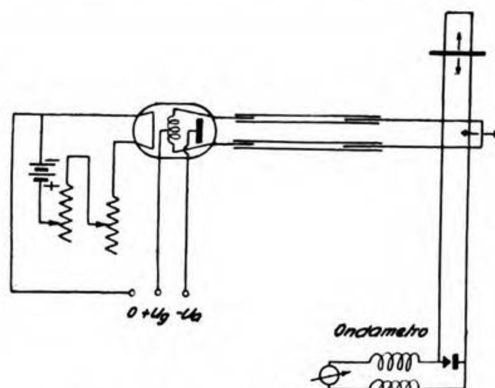


Fig. 1. — Tubo generatore con ondametro.

Molti sistemi sono stati escogitati per ottenere una buona modulazione. Possiamo accennare al metodo indicato da Clavier ([4]), con il quale, variando simultaneamente le tensioni di griglia e di placca, è possibile, in determinate condizioni, ridurre le variazioni di frequenza entro limiti accettabili. Un altro metodo assai radicale consiste nel far passare le onde irradiate dal dipolo attraverso griglie di tubi nei quali avvenga una scarica in gas rarefatto. A seconda dell'intensità di questa scarica, le onde sono più o meno fortemente assorbite.

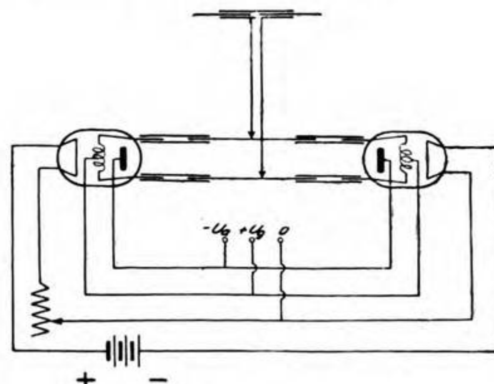


Fig. 2. — Generatore di microonde costituito con due tubi montati in opposizione.

La formula di Scheibe ([1]) dà la frequenza delle oscillazioni in funzione delle tensioni di placca e di griglia; va però tenuto conto del fatto che l'onda generata è un'armonica dell'onda fondamentale della carica spa-

([4]) A. Clavier: Onde Él., 1934, XIII, p. 101.

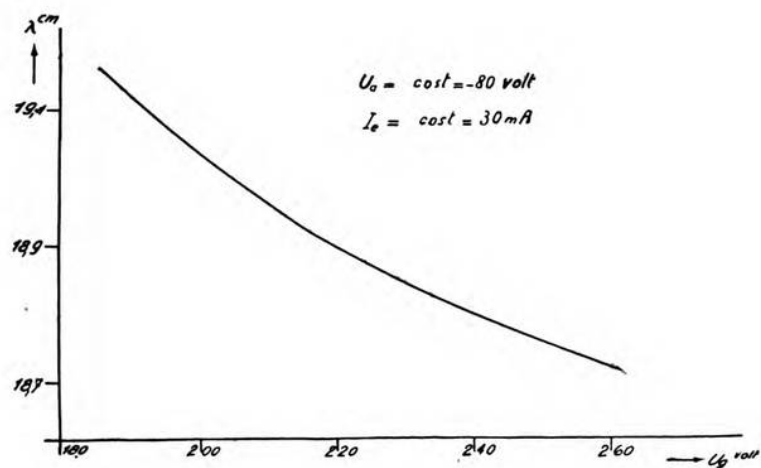


Fig. 3. — Dipendenza della lunghezza d'onda dalla tensione di griglia, per tensione anodica e corrente d'emissione costanti.

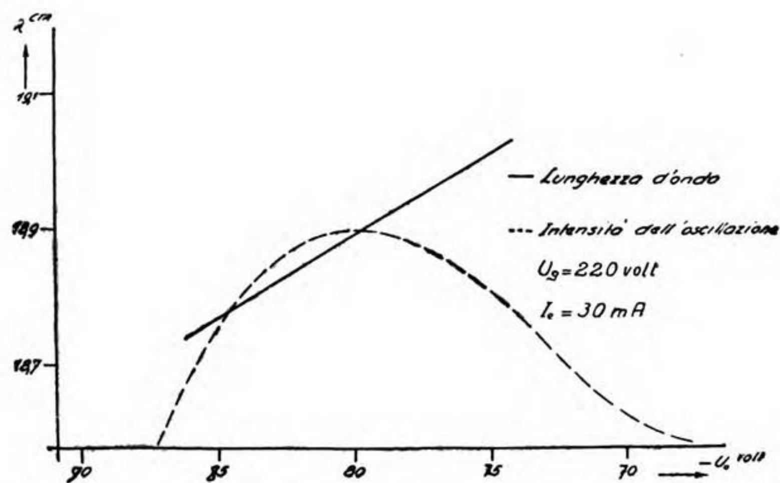


Fig. 4. — Dipendenza della lunghezza d'onda e dell'intensità dell'oscillazione dalla tensione anodica.

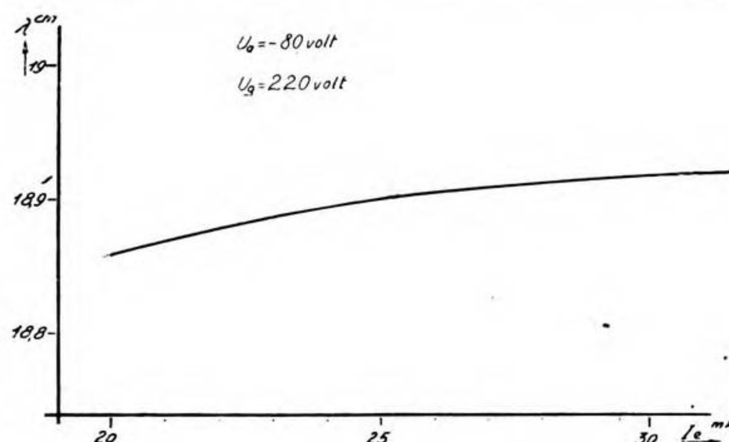


Fig. 5. — Dipendenza della lunghezza d'onda dalla corrente di emissione.

ziale. Le variazioni della lunghezza d'onda in funzione delle tensioni di alimentazione hanno sempre un andamento simile a quello riprodotto, per alcuni casi speciali, nei diagrammi delle fig. 3, 4, 5.

2. - Modulazione in ampiezza di un gruppo di due tubi in opposizione.

Un generatore di microonde costituito con due tubi collegati in opposizione si è dimostrato stabile e relativamente potente. Esso offre la possibilità di una perfetta modulazione in ampiezza, ottenibile con l'impiego di un circuito semplicissimo, grazie al quale variano, nel ritmo della corrente di modulazione, solo le tensioni anodiche dei tubi, mentre le tensioni di griglia restano fisse. Ciò rappresenta una grande semplificazione sul metodo della variazione simultanea delle tensioni di griglia e di placca. La resistenza interna del tubo, nel tratto anodo-catodo è grandissima. Quindi la potenza necessaria per la modulazione è molto piccola ed è determinata dalle perdite di isolamento e dal piccolo carico capacitivo costituito dagli elettrodi e dai collegamenti, ciò che non avviene per l'altro sistema summenzionato. La frequenza dell'onda di supporto è tenuta costante con il seguente artificio: la tensione di modulazione è collegata in fase opposta ai due tubi (fig. 6) e i punti di funzionamento dei due tubi sono scelti in modo che la tendenza a variazioni di frequenza in un senso in uno dei tubi venga perfettamente compensata da una opposta nell'altro. Essendo le tensioni anodiche differenti, ciascun tubo genererebbe un'onda di frequenza diversa da quella generata dall'altro, ma i circuiti di griglia sono strettamente accoppiati, e viene perciò sempre generata una oscillazione, la cui frequenza è costante. Ciò è possibile quando si lavora con un tubo sul ramo ascendente e con l'altro su quello discendente della curva della potenza.

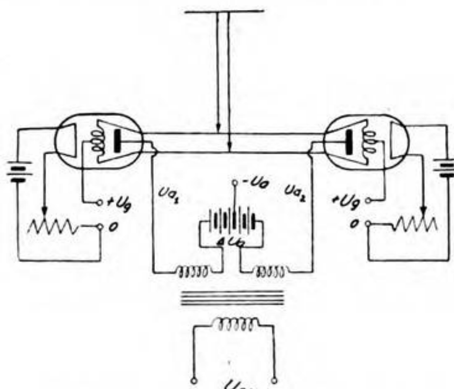


Fig. 6. — Circuito per la modulazione in ampiezza di due tubi montati in opposizione.

La caratteristica di modulazione è rappresentata dal diagramma di fig. 7 ove è riportato l'andamento dell'energia generata in funzione della differenza ΔU_a delle due tensioni anodiche. La curva rappresenta pure l'intensità della corrente raddrizzata nell'apparecchio ricevente; essa ha un andamento quasi lineare, il che garantisce una modulazione esente da distorsione. Appare inoltre la possibilità di una modulazione molto profonda ($\sim$ 100%), cioè di un buonissimo rendimento della trasmissione.

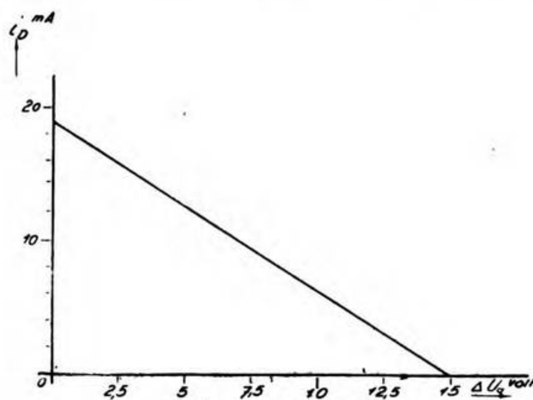


Fig. 7. — Caratteristica di modulazione. Variazione dell'intensità dell'oscillazione (corrispondente alla corrente di raddrizzamento del ricevitore) in funzione della tensione agli anodi dei generatori.

La curva, che dà le variazioni di lunghezza d'onda in funzione delle tensioni anodiche (fig. 8), è quasi parallela all'asse delle ascisse, perchè,

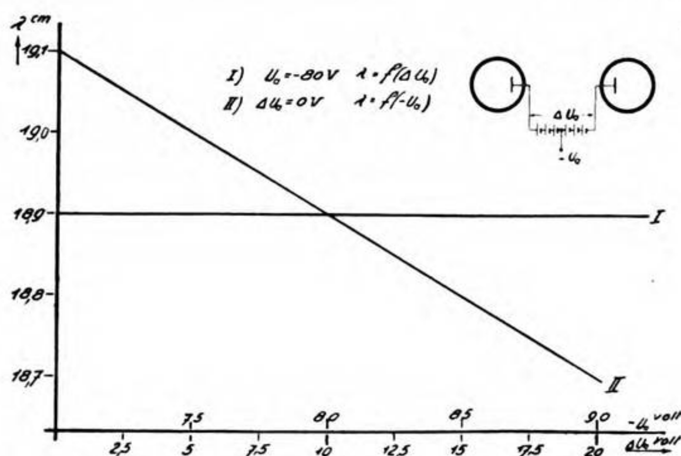


Fig. 8. — Dipendenza della lunghezza d'onda dalle tensioni anodiche.

anche con un sensibilissimo ondametro, è impossibile constatare qualsiasi mutamento della frequenza, in funzione di ΔU_a. L'onda di supporto è quindi quasi costante. Data la sensibilità dell'ondametro, si può senza altro concludere che le massime variazioni della lunghezza d'onda sono inferiori a $\Delta \lambda = 0{,}1\%$ per volt ed il calcolo dimostra, come più tardi vedremo, che la modulazione in frequenza è, in questa condizione, trascurabile.

3. - Doppia modulazione in ampiezza.

Le microonde si possono modulare con frequenze più elevate tanto facilmente quanto con frequenze telefoniche. Non si riscontra, per esempio, nessuna difficoltà speciale a effettuare una modulazione con frequenze dell'ordine di 10^6 hertz. È anche possibile una doppia modulazione, vale a dire una modulazione con una oscillazione pure modulata; questo procedimento è da lungo tempo noto ed effettuato per comunicazioni su onde corte (5). Si possono anche fare due o più doppie modulazioni simultanee e trasmettere su una sola microonda più comunicazioni contemporaneamente. Queste vengono separate nel ricevitore per mezzo di amplificatori selettivi. Naturalmente la profondità di ogni singola modulazione deve essere scelta in modo che, nel caso della massima modulazione, si resti sempre nel campo privo di distorsioni.

La caratteristica di modulazione deve essere assolutamente rettilinea, altrimenti una modulazione d'incrocio è inevitabile e la separazione delle comunicazioni diviene impossibile. Esperienze, effettuate con due doppie modulazioni simultanee, hanno confermato tutte queste consi-

(5) N. CARRARA: A. F., 1932, I, p. 189.

derazioni. Con un'opportuna scelta dei gradi di modulazione e della caratteristica di modulazione, è possibile una perfetta separazione delle due comunicazioni, purchè lo stadio rivelatore delle microonde presenti una caratteristica rettilinea (o meglio: il prodotto della caratteristica di modulazione per la caratteristica di rivelazione abbia un andamento rettilineo), altrimenti la separazione diviene impossibile.

Con lo studio della doppia modulazione è apparso possibile un nuovo sistema di modulazione: cioè una modulazione mista in ampiezza e in frequenza, che, rispetto ad altri sistemi, dà luogo a notevoli vantaggi. Essa è descritta nelle pagine seguenti.

4. - Modulazione mista in ampiezza e in frequenza.

Per dimostrare la possibilità di una modulazione in frequenza esente da distorsioni è necessario ricorrere alla scomposizione in semplici oscillazioni armoniche dell'onda modulata. Diamo dapprima brevemente il ben noto caso ([6]) di un'onda modulata in frequenza con un'oscillazione di frequenza fissa. In seguito descriveremo il caso di una modulazione con un'onda modulata in ampiezza e ne illustreremo i vantaggi.

Siano:

ω_1	la pulsazione della microonda che sarebbe generata in condizioni statiche delle tensioni,
ω	la pulsazione della microonda di supporto,
ω_m	la pulsazione della tensione di modulazione,
U_a	la tensione anodica del tubo generatore,
ΔU_a	la tensione anodica di modulazione (valore istantaneo),
A	l'ampiezza della tensione di modulazione,
a	il grado di modulazione nel caso di modulazione in ampiezza,
u	la tensione della microonda (valore istantaneo),
U	l'ampiezza della tensione della microonda,
k, K	coefficienti numerici definiti più avanti.

Consideriamo la pulsazione delle microonde generate da uno dei nostri tubi. Essa è linearmente dipendente dalla tensione anodica. Abbiamo quindi, per una piccola variazione ΔU_a dalle condizioni normali di funzionamento,

$$\omega = \omega\,(U_a) = \omega_1 + k\,\Delta\,U_a \,, \tag{1}$$

dove k è un coefficiente numerico, il cui valore è determinabile dal diagramma $\lambda = f\,(U_a)$ rappresentato in fig. 4.

([6]) H. RODER: Telefunken Ztg., 1929, LIII, p. 48; Proc. I. R. E., 1931, XIX, p. 2145.
W. RUNGE: Telefunken Ztg., 1930, LIV, p. 28.
B. VAN DER POL: Proc. I. R. E., 1930, XVIII, p. 1194.
E. H. ARMSTRONG: Proc. I. R. E., 1936, XXIV, p. 689.

Sia ora ΔU_a rappresentato dalla funzione:

[2] $$\Delta U_a = A \operatorname{sen} \omega_m t\,;$$

segue:

[3] $$\omega = \omega_1 + k A \operatorname{sen} \omega_m t\,.$$

Un generatore, la cui frequenza di oscillazione è sottoposta a periodiche variazioni, produce un'onda, che si dimostra essere composta da un'onda di supporto, accompagnata da infinite bande laterali aventi ampiezza e frequenze determinate.

Al fine di poter rappresentare l'onda generata dal tubo per mezzo delle sue componenti, scriviamo l'equazione della tensione dell'oscillazione [6].

Abbiamo:

[4] $$u = U \operatorname{sen} \int \omega\, d t$$

[5] $$u = U \operatorname{sen} \left[\omega_1 t - \frac{k A}{\omega_m} \cos \omega_m t\right]$$

[6] $$u = U \left\{ \operatorname{sen} \omega_1 t \cdot \cos \left[\frac{k A}{\omega_m} \cos \omega_m t\right] - \cos \omega_1 t \cdot \operatorname{sen} \left[\frac{k A}{\omega_m} \cos \omega_m t\right] \right\}.$$

Ricordando che:

[7] $$\cos (x \cos \varphi) = J_0 (x) - 2 J_2 (x) \cos 2 \varphi + 2 J_4 (x) \cos 4 \varphi - \ldots$$

[8] $$\operatorname{sen} (x \cos \varphi) = 2 J_1 (x) \operatorname{sen} \varphi - 2 J_3 (x) \operatorname{sen} 3 \varphi + 2 J_5 (x) \operatorname{sen} 5 \varphi - \ldots\,,$$

la [6] si può trasformare nel modo seguente:

[9] $$u = U \left\{ \operatorname{sen} \omega_1 t \left[J_0 \left(\frac{k A}{\omega_m}\right) - 2 J_2 \left(\frac{k A}{\omega_m}\right) \cos 2 \omega_m t + \right.\right.$$
$$\left. + 2 J_4 \left(\frac{k A}{\omega_m}\right) \cos 4 \omega_m t - \ldots\right] - \cos \omega_1 t \left[2 J_1 \left(\frac{k A}{\omega_m}\right) \operatorname{sen} \omega_m t - \right.$$
$$\left.\left. - 2 J_3 \left(\frac{k A}{\omega_m}\right) \operatorname{sen} 3 \omega_m t + 2 J_5 \left(\frac{k A}{\omega_m}\right) \operatorname{sen} 5 \omega_m t - \ldots\right] \right\}.$$

Siccome è:

$$2 \operatorname{sen} \alpha \cos \beta = \operatorname{sen} (\alpha + \beta) + \operatorname{sen} (\alpha - \beta),$$

la funzione u rappresenta una somma di oscillazioni armoniche di frequenze circolari

$$\omega_1 \quad , \quad \omega_1 \pm \omega_m \quad , \quad \omega_1 \pm 2 \omega_m \quad , \quad \ldots \quad ,$$

ossia

$$\omega_1 \pm n\, \omega_m$$

(dove n rappresenta un numero intero qualsiasi).

Le ampiezze delle singole oscillazioni sono determinate dalle funzioni di Bessel

$$J_0 \left(\frac{k A}{\omega_m}\right) \quad , \quad J_1 \left(\frac{k A}{\omega_m}\right) \quad , \quad J_2 \left(\frac{k A}{\omega_m}\right) \quad , \quad \ldots\ .$$

L'ampiezza delle singole componenti è quindi funzione del fattore $\frac{k A}{\omega_m}$. Il valore di questo fattore determina in modo decisivo la forma dello spettro dell'onda modulata in frequenza.

Si osserva che, per piccoli valori di $\frac{k A}{\omega_m}$, le ampiezze delle onde di pulsazione lontana da ω_1 sono trascurabili.

Lo spettro dell'onda è in questo caso assai semplice. Esso diviene tanto più complicato quanto più cresce detto fattore.

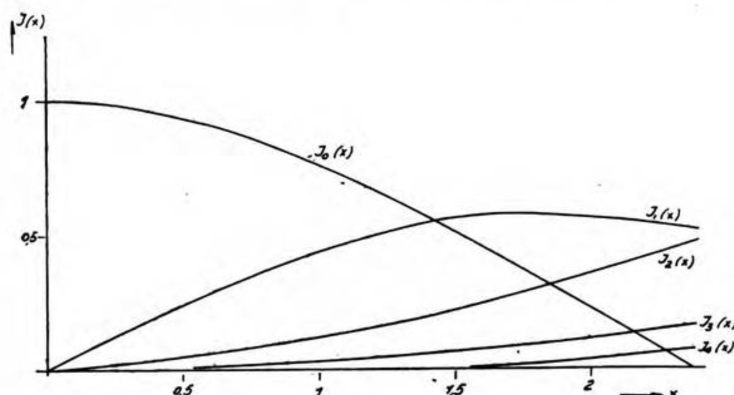


Fig. 9. — Andamento delle funzioni di Bessel di grado 0, 1, 2, 3, 4 in funzione dell'argomento.

L'andamento delle funzioni di Bessel in funzione dell'argomento è riportato, per chiarezza di comprensione del problema, nel diagramma di fig. 9. Nel diagramma di fig. 10 sono riprodotti, a titolo d'esempio, alcuni spettri per diversi valori di $\frac{k A}{\omega_m}$.

Da quanto è stato esposto risulta che la modulazione in frequenza richiede una banda, la cui estensione è in tutti i casi superiore a $2\,\omega_m$. Il grado di modulazione è determinato dal fattore $\frac{k A}{\omega_m}$, da cui dipende, secondo un legame complicato e rappresentabile con funzioni di Bessel.

Sono quindi inevitabili delle distorsioni: primo, perchè il valore delle bande laterali non è in generale proporzionale al fattore A; secondo, perchè esso dipende da ω_m.

Se supponiamo di modulare direttamente con correnti musicali, ω_m è variabile fra $2\pi \cdot 20$ sec^{-1} e $2\pi \cdot 8000$ sec^{-1}. Il fattore $\frac{k A}{\omega_m}$ è allora sottoposto a variazioni nel rapporto 1 : 400. È quindi ovvio che, in questo

caso, si presentano distorsioni inammissibili. Per queste ragioni la modulazione in frequenza non ha avuto finora nessuna applicazione pratica.

Vediamo ora come, per mezzo di una frequenza intermedia ω_2, sia possibile ottenere uno spettro delle frequenze di struttura praticamente fissa e un'ampiezza delle bande laterali proporzionale alla tensione di modulazione.

La tensione addizionale ΔU_a applicata alla placca del tubo generatore sia una tensione oscillante con pulsazione ω_2, modulata in ampiezza con le correnti telefoniche (di pulsazione ω_m).

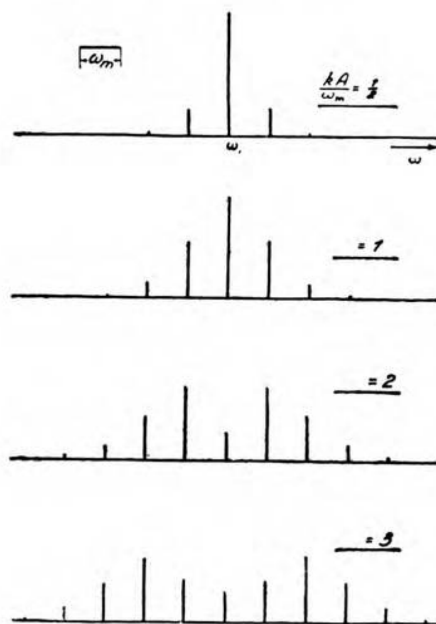


Fig. 10. — Spettri di un'onda modulata in frequenza per vari valori del fattore $\frac{kA}{\omega_m}$.

Abbiamo:

$$[10] \qquad \Delta U_a = A\,(1 + a \cos \omega_m t) \operatorname{sen} \omega_2 t ,$$

$$[11] \qquad \Delta U_a = A \left[\operatorname{sen} \omega_2 t + \frac{a}{2} \operatorname{sen} (\omega_2 - \omega_m)\, t + \frac{a}{2} \operatorname{sen} (\omega_2 + \omega_m)\, t \right] .$$

Analogamente al caso precedentemente trattato, segue:

$$[12] \qquad \omega = \omega_1 + k A \left[\operatorname{sen} \omega_2 t + \frac{a}{2} \operatorname{sen} (\omega_2 - \omega_m)\, t + \frac{a}{2} \operatorname{sen} (\omega_2 + \omega_m)\, t \right] ,$$

e, per la tensione $u = U \operatorname{sen} \int \omega \, d t$, si ottiene:

$$[13] \quad u = U \operatorname{sen} \left\{ \omega_1 t - \frac{k A}{\omega_2} \cos \omega_2 t - \frac{k A}{\omega_2 - \omega_m} \frac{a}{2} \cos (\omega_2 - \omega_m) t - \right.$$
$$\left. - \frac{k A}{\omega_2 + \omega_m} \frac{a}{2} \cos (\omega_2 + \omega_m) t \right\} .$$

Il valore di ω_2 è a nostra scelta. Sia così grande, che si possa scrivere:

$$[14] \qquad \omega_2 \cong \omega_2 - \omega_m \cong \omega_2 + \omega_m \quad , \quad \omega_2 \gg \omega_m \quad .$$

L'equazione [13] diventa quindi:

$$[15] \quad u = U \operatorname{sen} \left\{ \omega_1 t - \frac{k A}{\omega_2} \cos \omega_2 t - \frac{k A}{\omega_2} \frac{a}{2} \cos (\omega_2 - \omega_m) t - \right.$$
$$\left. - \frac{k A}{\omega_m} \frac{a}{2} \cos (\omega_2 + \omega_m) t \right\} .$$

Per maggior semplicità delle formule scriviamo ora:

$$\frac{k A}{\omega_2} \frac{a}{2} = K \quad ,$$

e trasformiamo la funzione sen $\{\ldots\}$ ricorrendo alla formula:

$$\operatorname{sen} (\beta - \mu) = \operatorname{sen} \beta \cos \mu - \operatorname{sen} \mu \cos \beta$$

$$\left(\beta = \omega_1 t \ , \ \mu = \frac{2K}{a} \cos \omega_2 t + K \cos (\omega_2 - \omega_m) t + K \cos (\omega_2 + \omega_m) t \right) .$$

Abbiamo:

$$[16] \quad u = U \left\{ \operatorname{sen} \omega_1 t \cdot \cos \left[\frac{2K}{a} \cos \omega_2 t + K \cos (\omega_2 - \omega_m) t + \right. \right.$$
$$\left. + K \cos (\omega_2 + \omega_m) t \right] - \cos \omega_1 t \cdot \operatorname{sen} \left[\frac{2K}{a} \cos \omega_2 t + K \cos (\omega_2 - \omega_m) t + \right.$$
$$\left. \left. + K \cos (\omega_2 + \omega_m) t \right] \right\} .$$

Trasformando i fattori

$$\cos [\ldots] \quad \text{e} \quad \operatorname{sen} [\ldots]$$

in prodotti di semplici funzioni trigonometriche, otteniamo finalmente:

$$[17] \quad u = U \left\{ \operatorname{sen} \omega_1 t \left[\cos \left(\frac{2K}{a} \cos \omega_2 t \right) \cos (K \cos [\omega_2 - \omega_m] t) \cos (K \cos [\omega_2 + \omega_m] t) \right. \right.$$
$$- \cos (\text{»}) \operatorname{sen} (\text{»}) \operatorname{sen} (\text{»})$$
$$- \operatorname{sen} (\text{»}) \cos (\text{»}) \operatorname{sen} (\text{»})$$
$$\left. - \operatorname{sen} (\text{»}) \operatorname{sen} (\text{»}) \cos (\text{»}) \right]$$
$$- \cos \omega_1 t \left[- \operatorname{sen} (\text{»}) \operatorname{sen} (\text{»}) \operatorname{sen} (\text{»}) \right.$$
$$+ \operatorname{sen} (\text{»}) \cos (\text{»}) \cos (\text{»})$$
$$+ \cos (\text{»}) \operatorname{sen} (\text{»}) \cos (\text{»})$$
$$\left. \left. + \cos (\text{»}) \cos (\text{»}) \operatorname{sen} (\text{»}) \right] \right\} .$$

Mediante le serie

$$\cos(x \cos\varphi) = J_0(x) - 2 J_2(x) \cos(2\varphi) + 2 J_4(x) \cos(4\varphi) - \ldots$$
$$\text{sen}(x \cos\varphi) = 2 J_1(x) \,\text{sen}\,\varphi - 2 J_3(x) \,\text{sen}(3\varphi) + 2 J_5(x) \,\text{sen}(5\varphi) \ldots$$

è ora possibile la trasformazione del secondo membro della [17] nella somma di semplici oscillazioni armoniche. Se ci arrestiamo ai primi termini abbiamo:

$$u = U \Big\{ \text{sen}\,\omega_1 t \left[J_0\left(\frac{2K}{a}\right) J_0(K) J_0(K) \right]$$
$$- \cos\omega_1 t \left[2 J_1\left(\frac{2K}{a}\right) J_0(K) J_0(K) \,\text{sen}(\omega_2 t) \right.$$
$$+ 2 J_1(K) J_0\left(\frac{2K}{a}\right) J_0(K) \,\text{sen}(\omega_2 - \omega_m) t$$
$$\left. + 2 J_1(K) J_0\left(\frac{2K}{a}\right) J_0(K) \,\text{sen}(\omega_2 + \omega_m) t \right] \Big\} .$$

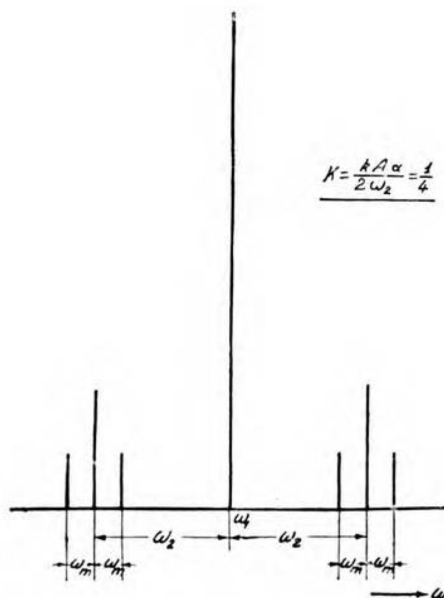


Fig. 11. — Spettro di un'onda modulata in frequenza con un'oscillazione modulata in ampiezza.

Vedremo in seguito quali condizioni debbano essere soddisfatte affinchè le ampiezze di tutti i termini trascurati possano assumere valori piccolissimi.

Diamo ad esempio al coefficiente $K = \dfrac{k A a}{2 \omega_2}$ il valore $\dfrac{1}{4}$ e dise-

gnamo lo spettro dell'onda risultante in tale caso. Questo è visibile nel diagramma di fig. 11.

Osserviamo che l'oscillazione di pulsazione ω_2 è riprodotta a destra e a sinistra dell'onda portante con le sue bande laterali di modulazione. L'ampiezza delle oscillazioni è ora determinata solo dal valore del coefficiente K, quindi, essendo ω_2 fisso, solo da A ed α. Abbiamo così ottenuto un'onda avente uno spettro la cui forma è determinata nelle sue linee generali non da ω_m, ma da ω_2; ω_m interviene naturalmente ancora nella determinazione delle onde componenti, ma non in modo nocivo. Inoltre il grado di modulazione non è più legato alla frequenza delle correnti telefoniche da trasmettere e sotto questo punto di vista la soluzione è teoricamente e praticamente perfetta.

Vediamo ora quali condizioni sono necessarie affinchè non ci sia distorsione di ampiezza (e di forma) e affinchè lo spettro si riduca veramente solo alle frequenze da noi considerate.

Si ottiene il primo risultato, quando l'ampiezza delle bande laterali è proporzionale alla tensione di modulazione e ciò per qualsiasi profondità di modulazione.

Ne segue che i fattori

$$J_1\left(\frac{2K}{\alpha}\right) J_0^2(K) \qquad \text{e} \qquad 2\,J_1(K)\,J_0\left(\frac{2K}{\alpha}\right) J_0(K)$$

devono dipendere linearmente da K (ovvero da A ed α).

L'andamento di questi due fattori, facilmente calcolabile mediante le tavole delle funzioni di Bessel, è riprodotto nel diagramma di fig. 12.

Si nota che, mentre per $K \leq \frac{1}{4}$ le curve hanno una forma pressochè rettilinea, per valori di K maggiori, il valore dei detti coefficienti cresce fino ad un massimo e poi diminuisce. Per avere una buona modulazione è quindi necessario contentarsi di modulare assai leggermente. Per valori di K superiori ad $\frac{1}{2}$ le distorsioni sono già molto grandi come si può calcolare. Le esperienze hanno dimostrato che il più conveniente valore di K è compreso fra $\frac{1}{4}$ ed $\frac{1}{2}$.

Vogliamo ora dimostrare che lo spettro si riduce veramente in pratica solo alle onde da noi considerate.

La dimostrazione è assai facilmente effettuabile ricorrendo a considerazioni sull'energia delle oscillazioni. Essa è costante, tanto se l'onda è modulata in frequenza, quanto senza modulazione. Nel caso di una onda modulata in frequenza con un'oscillazione armonica semplice, quando l'energia totale sia uguale a uno, sommando le energie parziali di ogni singola onda dello spettro, si ottiene:

$$J_0^2 + 2\,J_1^2 + 2\,J_2^2 + 2\,J_3^2 + \ldots = 1\,.$$

Si trova così una dimostrazione fisica del noto teorema sulle funzioni di Bessel:

$$J_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} 2\, J_n^2 = 1 \quad ,$$

valevole per qualsiasi argomento.

Nel caso della doppia modulazione, facendo la differenza fra l'energia dell'onda non modulata (supposta uguale a uno) e quella delle onde dello spettro da noi considerato, abbiamo il valore totale dei termini trascurati. L'energia delle onde dello spettro è:

$$\left[J_0\left(\frac{2\,K}{a}\right) J_0^2\,(K)\right]^2 \;+\; 2\left[J_1\left(\frac{2\,K}{a}\right) J_0^2\,(K)\right]^2 \;+\; 4\left[J_1\,(K)\;\; J_0\,(K)\, J_0\left(\frac{2\,K}{2}\right)\right]^2$$

(sempre supposto che l'energia totale sia uguale ad uno).

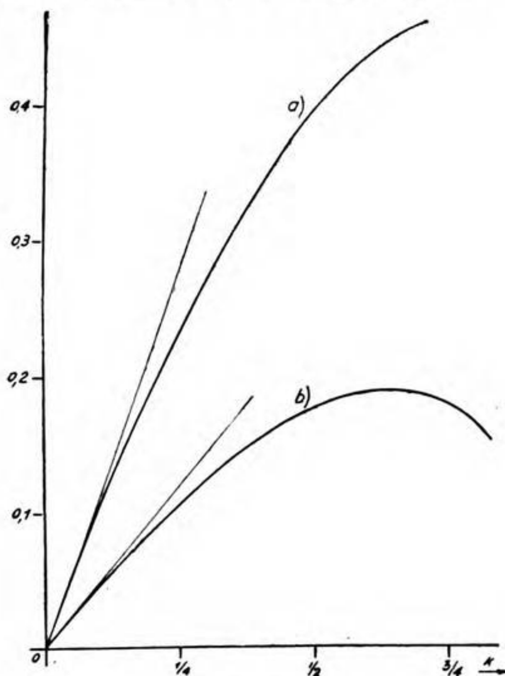


Fig. 12. — Curve dei fattori: *a*) $J_1\left(\frac{2\,K}{a}\right) J_0^2\,(K)$; *b*) $J_1\,(K)\, J_0\,(K)\, J_0\left(\frac{2\,K}{a}\right)$.

Il valore della somma di questi termini è rappresentato nel diagramma di fig. 13. Si vede che per i valori di $K < \frac{1}{2}$ quasi la totalità dell'energia è concentrata nelle onde da noi considerate e ciò conferma la possibilità delle omissioni effettuate. La piccola quantità d'energia mancante si ritrova nelle onde di pulsazioni:

$$\omega_1 \pm n\,\omega_m \pm l\,\omega_2 \qquad (n,\, l \text{ numeri interi } > 1).$$

Queste onde di piccolissima ampiezza che, data la loro frequenza, hanno un influsso minimo sul ricevitore, possono essere completamente eliminate per mezzo di filtri nel trasmettitore stesso. Al fine di rendere chiari i vantaggi della modulazione mista in ampiezza, è certo molto istruttivo un paragone con la doppia modulazione in ampiezza.

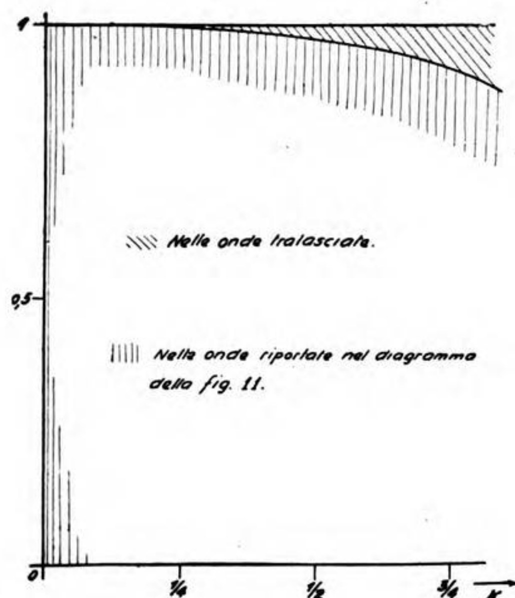


Fig. 13. — Ripartizione dell'energia in funzione di K.

Vogliamo dapprima considerare un'oscillazione modulata doppiamente in ampiezza con la massima profondità possibile delle due modulazioni, ovverosia due volte il 100%. Abbiamo in tale caso la massima ampiezza possibile delle bande laterali per questo metodo di modulazione. Se scriviamo le equazioni delle tensioni abbiamo: per l'oscillazione intermedia modulata con le correnti telefoniche:

$$u_2 = A_2 (1 + \cos \omega_m t) \operatorname{sen} \omega_2 t,$$

$$u_2 = A_2 \left[\operatorname{sen} \omega_2 t + \frac{1}{2} \operatorname{sen} (\omega_2 + \omega_m) t + \frac{1}{2} \operatorname{sen} (\omega_2 - \omega_m) t\right] ,$$

e per l'onda principale:

$$u_1 = A_1 \left[1 + \frac{u_2 \beta}{A_2}\right] \operatorname{sen} \omega_1 t \ .$$

I valore di $\beta \dfrac{U_2}{A_2}$ non deve superare l'unità in nessun momento,

altrimenti il grado di modulazione sarebbe maggiore del 100% con intollerabili distorsioni.

Segue:

$$\beta = \frac{1}{2}$$

e quindi:

$$u_1 = A_1 \left\{ 1 + \frac{1}{2} \left[\operatorname{sen} \omega_2 t + \frac{1}{2} \operatorname{sen} (\omega_2 + \omega_m) t + \frac{1}{2} \operatorname{sen} (\omega_2 - \omega_m) t \right] \right\} \cos \omega_1 t$$

$$u_1 = A_1 \left\{ \cos \omega_1 t + \frac{1}{4} \operatorname{sen} (\omega_1 + \omega_2) t \frac{1}{4} \operatorname{sen} (\omega_2 - \omega_1) t \right.$$
$$+ \frac{1}{8} \operatorname{sen} (\omega_2 + \omega_m + \omega_1) t + \frac{1}{8} \operatorname{sen} (\omega_2 - \omega_1 + \omega_m) t$$
$$\left. + \frac{1}{8} \operatorname{sen} (\omega_2 - \omega_m - \omega_1) t + \frac{1}{8} \operatorname{sen} (\omega_2 - \omega_m + \omega_1) t \right\} ;$$

ordinando secondo ω_1, si ha:

$$u_1 = A_1 \left\{ \cos \omega_1 t + \frac{1}{4} \operatorname{sen} (\omega_1 + \omega_2) t - \frac{1}{4} \operatorname{sen} (\omega_1 - \omega_2) t \right.$$
$$+ \frac{1}{8} \operatorname{sen} (\omega_1 + \omega_2 + \omega_m) t - \frac{1}{8} \operatorname{sen} (\omega_1 - \omega_2 - \omega_m) t$$
$$\left. + \frac{1}{8} \operatorname{sen} (\omega_1 + \omega_2 - \omega_m) t - \frac{1}{8} \operatorname{sen} (\omega_1 - \omega_2 + \omega_m) t \right\} .$$

Da quest'ultima equazione si ricavano senz'altro i valori massimi delle bande laterali e si può quindi disegnare lo spettro dell'onda modulata.

Osserviamo che l'ampiezza delle bande laterali di modulazione è $\frac{1}{4}$ di quella dell'onda portante per la frequenza ausiliare ω_2 ed $\frac{1}{8}$ per le frequenze telefoniche.

Nel caso di modulazione con il sistema ampiezza-frequenza, è necessario fare una considerazione sull'ampiezza dell'onda portante. Essa corrisponde, in assenza di modulazione, alla massima potenza che il trasmettitore può generare, mentre nella modulazione in ampiezza (al 100%) essa è, com'è noto, solo il 25% della potenza massima; è quindi per un dato trasmettitore di valore doppio dell'onda portante di un sistema di modulazione ampiezza-ampiezza. Anzi se i tubi trasmittenti lavorano sempre con la massima potenza, il riscaldamento della griglia (o della placca di magnetron) è meno forte. Anche i valori delle ampiezze delle bande laterali, rappresentati dai fattori

$$J_1 \left(\frac{2K}{a} \right) J_0^2 (K) \qquad \text{e} \qquad J_1 (K) J_0 \left(\frac{2K}{a} \right) J_0 (K),$$

debbono, per un giusto paragone dei due sistemi, essere moltiplicati per due.

I valori di questi fattori sono leggibili nel diagramma di fig. 12 e li riportiamo, per vari valori di K e raddoppiati, nella seguente tabella:

K	$J_1\left(\frac{2K}{\alpha}\right) J_0^2(K)$	$J_1(K)\, J_0\left(\frac{2K}{\alpha}\right) J_0(K)$
$\frac{1}{8}$	0,274	0,116
$\frac{2}{8}$	0,468	0,228
$\frac{3}{8}$	0,642	0,300 .

Per chiarezza riportiamo gli spettri relativi a due di questi casi. Essi sono visibili nella stessa figura in cui è tracciato lo spettro dell'onda modulata doppiamente in ampiezza (fig. 14).

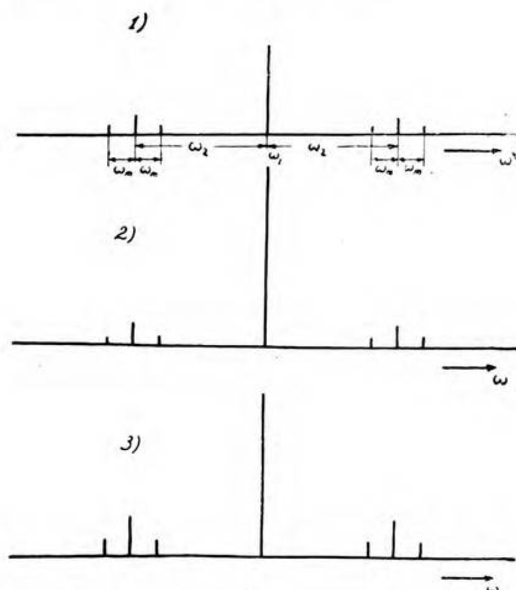


Fig. 14. — Spettri: 1) di onda modulata doppiamente in ampiezza; 2) di onda modulata in ampiezza ed in frequenza con $\alpha = 100\%$ e per $K = \frac{1}{8}$; 3) di onda modulata in ampiezza ed in frequenza con $\alpha = 100\%$ e per $K = \frac{2}{8}$.

Notiamo che per un valore di $K = \frac{1}{8}$ abbiamo già, nelle bande portanti la modulazione, un'energia eguale per i due sistemi e che per $K = \frac{1}{4}$ il sistema di modulazione ampiezza-frequenza risulta di gran

lunga più vantaggioso dell'altro. Per valori ancora più elevati del coefficiente K, l'energia concentrata nelle onde portanti la modulazione cresce sempre più. Non è però permesso, come si è visto, aumentare troppo questo coefficiente per le inevitabili distorsioni che ne derivano. Esse sono prodotte dalle funzioni

$$J_1\left(\frac{2K}{a}\right) J_0^2 K = f_1(K)$$

$$J_1(K)\, J_0(K)\, J_0\left(\frac{2K}{a}\right) = f_2(K) \quad .$$

Dal distaccarsi delle curve di queste (fig. 12) dalla loro tangente all'origine si ha un valore relativo alla grandezza delle distorsioni. Si vede che per $K \leq \frac{1}{4}$ si ha ancora una buona modulazione. Concludendo abbiamo quindi, con il sistema di modulazione ampiezza-frequenza, un metodo che ci permette di ottenere bande portanti le modulazioni di ampiezza maggiore che nel sistema di doppia modulazione in ampiezza, finora conosciuto; e le distorsioni sono in queste condizioni molto piccole.

Va infine notato che lo spettro delle onde nei due sistemi è assai simile; grandi differenze però esistono nelle fasi delle varie onde componenti e di ciò bisogna tener conto nella rivelazione.

Infatti un'onda modulata in ampiezza e in frequenza abbisogna, per una buona rivelazione, di un ricevitore un po' diverso da quello necessario per la rivelazione di un'oscillazione modulata doppiamente in ampiezza.

PARTE SPERIMENTALE

5. - Modelli praticamente costruiti e risultati ottenuti.

Allo scopo di verificare sperimentalmente le considerazioni analitiche svolte, sono stati successivamente costruiti alcuni complessi trasmittenti e riceventi: nei primi, semplicissimi (fig. 15), funzionanti su una lunghezza d'onda di 14 cm, il trasmettitore era costituito con un solo tubo, il quale compiva le funzioni di generatore e modulatore delle microonde; al suo circuito di griglia era direttamente collegato il dipolo irradiante che si trovava nel fuoco di un riflettore parabolico di 70 cm di apertura. Per l'apparecchio ricevente, del tutto analogo nella costruzione, col tubo montato come rivelatore a campo frenante, non fu possibile una buona regolazione della reazione; nè si ottenne col riflettore una pronunciata amplificazione.

La portata degli apparecchi risultò soltanto di alcune centinaia di metri; tuttavia fu con essi possibile lo studio di tutti i fenomeni interessanti le microonde; ciò fu di grande utilità per il progetto di altri apparecchi.

Ottimi risultati diede la doppia modulazione. Fu persino possibile effettuare due doppie modulazioni simultanee e trasmettere su una sola onda portante due comunicazioni separate, e regolando opportunamente le tensioni di alimentazione ed i gradi di modulazione, evitare completamente qualsiasi modulazione d'incrocio e quindi il sovrapporsi delle comunicazioni.

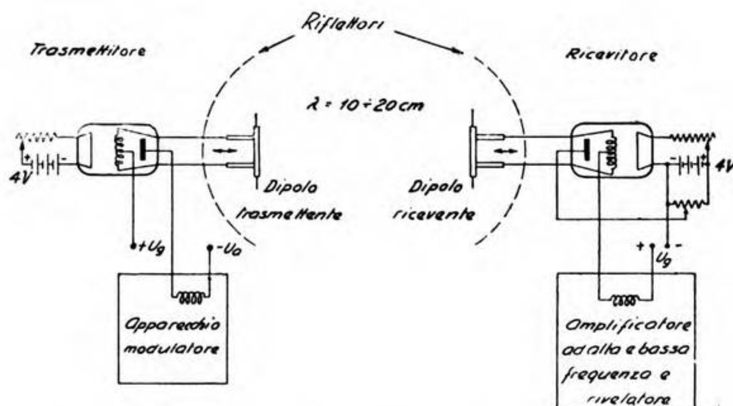


Fig. 15. — Apparecchi trasmittente e ricevente con un solo tubo: modulazione mista in ampiezza e in frequenza.

Prove di ricezione in laboratorio furono da noi effettuate anche con un apparecchio a supereterodina. Sorge in tal caso una difficoltà derivante dall'impossibilità di mantenere sufficentemente costanti le frequenze del trasmettitore e soprattutto dell'oscillatore locale.

Poniamo infatti che sia ammissibile una variazione della media frequenza di 10 000 hertz dal suo valore normale. Ciò corrisponde ad una variazione, per esempio, dell'oscillatore locale di 10 000 hertz; questa, rispetto alla frequenza generata ($2 \cdot 10^9$ hertz), rappresenta il 0,000 5% (una variazione di λ di $7{,}5 \cdot 10^{-5}$ cm).

Vogliamo vedere quale variazione della tensione anodica è sufficente per produrre quest'effetto. Dal diagramma di fig. 4 risulta che basta una variazione di U_a di alcuni millesimi di volt (3 o 4). È con ciò senz'altro evidente che è impossibile avere una media frequenza stabile. Per ovviare a questo inconveniente sono possibili due metodi: uno stadio a media frequenza quasi aperiodico o un comando automatico della media frequenza. Il primo sistema rappresenta una soluzione incompleta, avente lo svantaggio di una grande amplificazione degli eventuali disturbi e di uno scarso rendimento. Esso può però eventualmente dare dei risultati accettabili. Il secondo ci dà senza dubbio una soluzione ideale. Lo schema completo di un apparecchio progettato su questi principi è rappresentato in fig. 16.

La frequenza dell'oscillazione locale è regolata per mezzo della sua tensione anodica. Quest'ultima è determinata dal valore della media frequenza per mezzo di due circuiti accordati leggermente al disopra e al disotto del valore normale e di tubi elettronici o di un qualsiasi altro dispositivo adatto, analogamente quindi a quanto si fa per gli apparecchi radiofonici a comando automatico dell'accordo. Mentre questo dispositivo è per i comuni ricevitori quasi un lusso, è qui una necessità, senza di che, al momento attuale, non sarebbe concepibile un apparecchio a supereterodina per microonde. Naturalmente nel caso della ricezione con un apparecchio a cambiamento di frequenza la modulazione del trasmettitore deve essere perfetta. È pure possibile la ricezione di una trasmissione con modulazione mista in ampiezza e in frequenza. In questo caso si può fare interferire l'oscillazione locale con una sola delle bande laterali dell'onda ricevuta, così che la differenza delle frequenze di queste due onde dia la media frequenza direttamente.

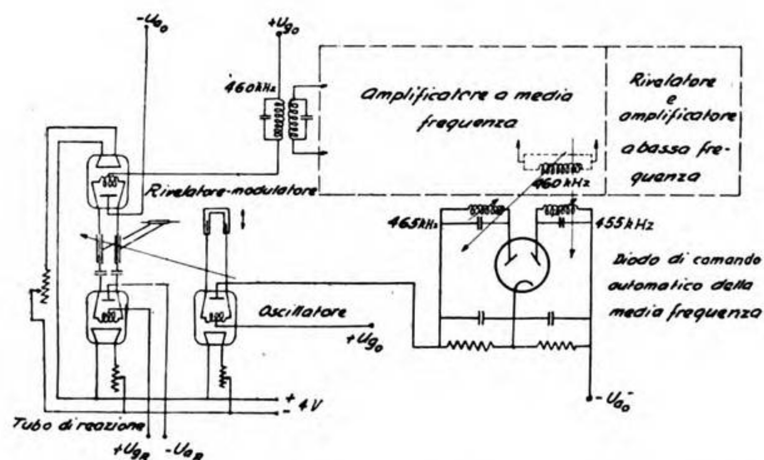


Fig. 16. — Ricevitore a supereterodina per microonde con comando automatico della media frequenza.

La frequenza ausiliare di modulazione ω_2 resta così automaticamente eliminata ed una sola demodulazione ci dà direttamente la bassa frequenza.

Allo scopo di effettuare trasmissioni a grandi distanze si sono quindi costruiti, basandosi sui risultati ottenuti, apparecchi più potenti e perfezionati.

Per aumentare la potenza del trasmettitore si sono impiegati quattro tubi generatori, collegati a coppie: ognuna di esse lavorava su un dipolo

e i due dipoli erano situati sulla linea focale di un riflettore parabolico di 150 cm di apertura.

I diagrammi delle fig. 17 e 18 dànno le caratteristiche di radiazione nel piano della parabola e nel piano ad essa perpendicolare. In quest'ultimo vediamo assai bene l'effetto di interferenza provocato dai centri di emissione. Questa caratteristica è assai aperta; essa può essere migliorata aumentando il numero dei dipoli irradianti e quindi delle coppie di tubi che li alimentano.

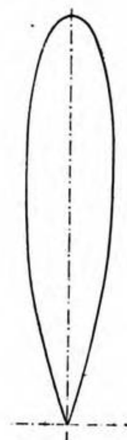


Figura 17.

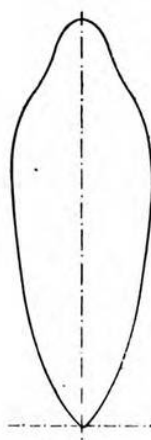


Figura 18.

Fig. 17. — Caratteristica di radiazione nel piano della parabola.
Fig. 18. — Caratteristica di radiazione nel piano perpendicolare a quello della parabola.

Il sincronismo dei due gruppi è ottenuto dall'accoppiamento per radiazione dei due dipoli (7). Esso si è dimostrato sufficente anche per forti profondità di modulazione.

La fig. 19 dà l'aspetto del trasmettitore pronto al funzionamento e la fig. 20 lo schema delle connessioni.

Il ricevitore comporta il gruppo di due tubi per la demodulazione e la reazione. Fa seguito un amplificatore ad alta e a bassa frequenza costituito da un comune apparecchio radiofonico.

Le microonde vengono concentrate sul dipolo ricevente da un riflettore parabolico di rotazione. Questo riflettore di 150 cm di apertura dà un'amplificazione il cui valore corrisponde assai bene al risultato della formola indicata da Darbord (8). Essa ci dice che l'amplificazione è uguale al raggio di apertura moltiplicato per π e diviso per la lunghezza d'onda. Con la lunghezza d'onda da noi comunemente impiegata di

(7) H. Buehler: Comunicazione inedita.
(8) R. H. Darbord: Onde Él., 1932, XI, p. 80.

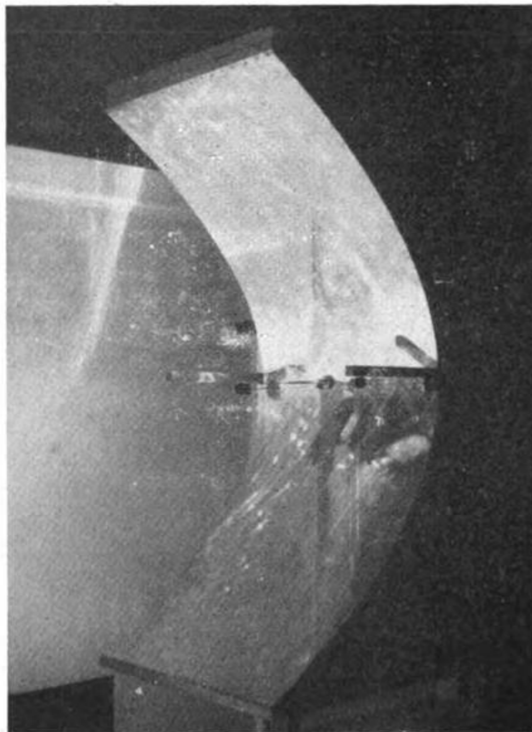


Fig. 19. — Stazione trasmittente.

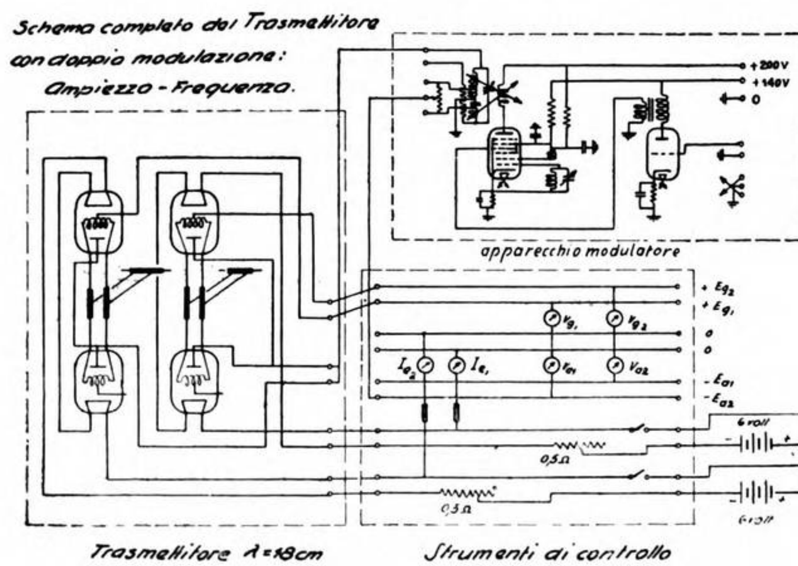


Fig. 20. — Schema del trasmettitore con modulazione mista in ampiezza ed in frequenza.

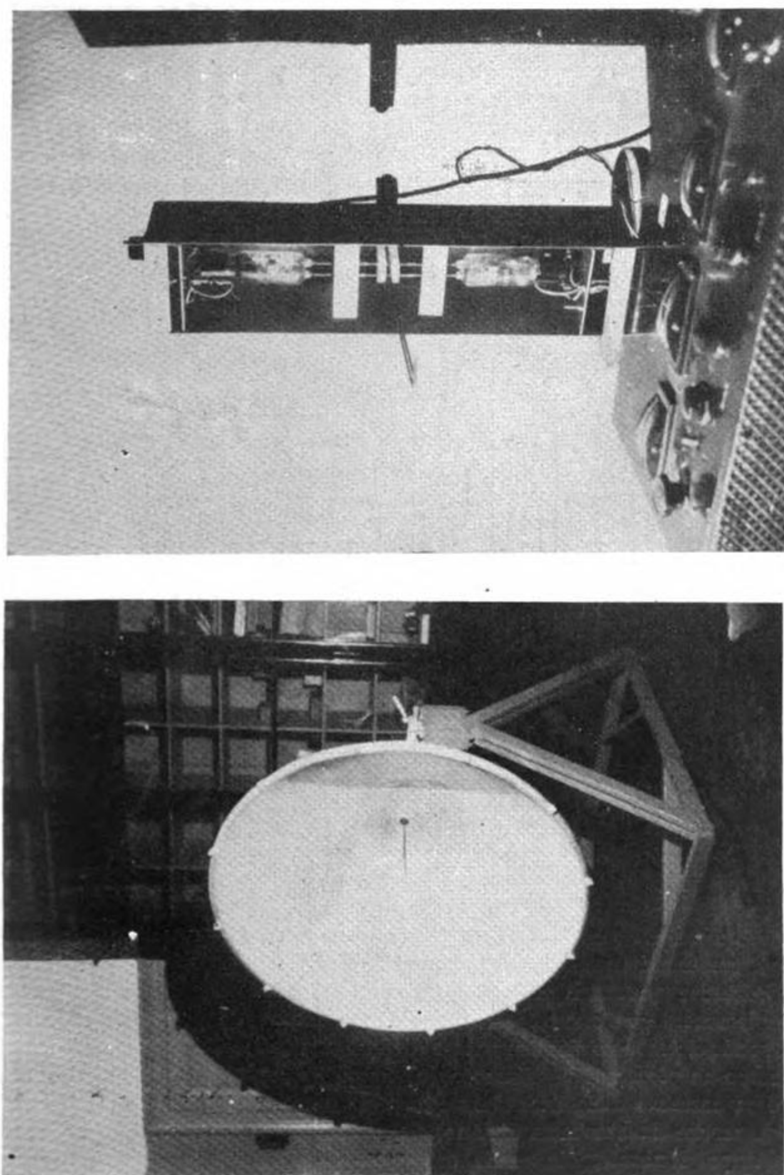


Fig. 21. — Stazione ricevitrice e gruppo dei due tubi riceventi.

18,9 cm, abbiamo quindi $\frac{75\,\pi}{18{,}9} = 12{,}5$, risultato questo vicino a quello constatato sperimentalmente.

Le fig. 21 e 22 dànno l'aspetto del ricevitore e lo schema delle connessioni elettriche.

Gli schemi indicati nelle fig. 20 e 22 si riferiscono al sistema di modulazione mista in ampiezza e in frequenza. L'emissione fu costantemente controllata per mezzo di un piccolo ricevitore a cristallo seguìto dal suo relativo amplificatore, il cui uso si dimostrò in molti casi di grande utilità. La lunghezza d'onda all'apparecchio trasmittente fu verificata con un ondametro a fili paralleli direttamente accoppiato alle linee di trasmissione dei dipoli.

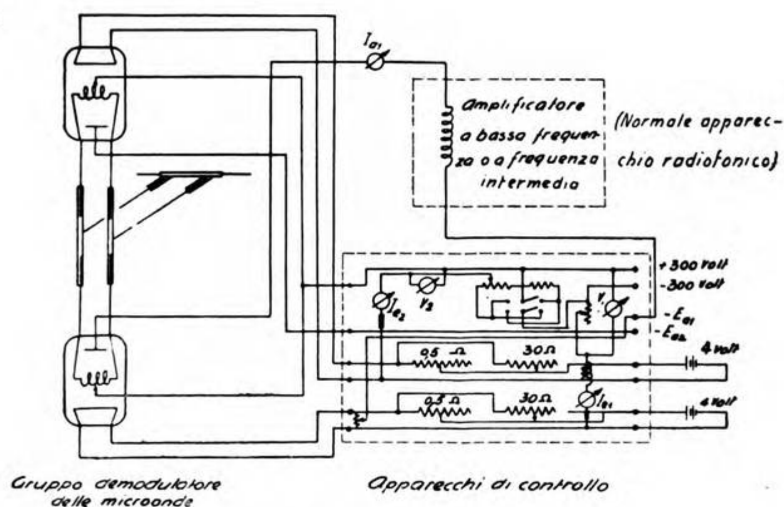


Fig. 22. — Schema del ricevitore.

Le prove di trasmissione e ricezione furono sempre effettuate fra punti trovantisi fra di loro direttamente in vista. Tanto l'apparecchio trasmittente quanto il ricevente furono fatti funzionare quasi sempre completamente all'aperto. Alcune esperienze eseguite trasmettendo e ricevendo attraverso finestre chiuse diedero risultati assai buoni; si notò soltanto un piccolo affievolimento dovuto alla riflessione provocata dalla diversa costante dielettrica del vetro e del legno rispetto all'aria.

A partire da una certa distanza dal riflettore trasmittente l'intensità di campo diminuisce in modo assai sensibile, proporzionalmente alla distanza. L'andamento dell'intensità di campo in funzione della distanza è rappresentato dal diagramma della fig. 23. In esso si vede pure la curva rappresentante l'intensità di campo del trasmettitore senza riflettore;

essa ha un andamento uguale e ci dà visione dell'amplificazione prodotta dal riflettore stesso.

Esperienze di trasmissione si fecero a distanze di 400, 2000, 7000 m.

Va notato che la potenza del trasmettitore era molto piccola: pochi centesimi di watt. La caratteristica di radiazione risultava assai aperta e molto perfezionabile. I risultati ottenuti sono quindi da attribuire alla estrema sensibilità dell'apparecchio ricevente dovuta alla reazione separata ed alla grande amplificazione che il sistema a modulazione mista permette senz'altro di effettuare.

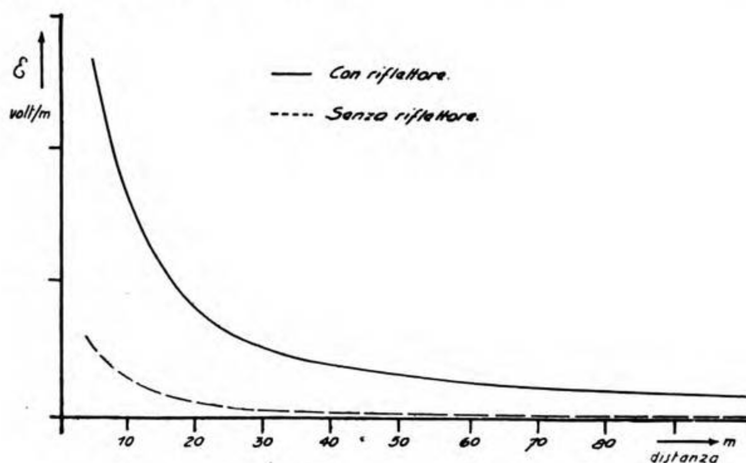


Fig. 23. — Intensità di campo in funzione della distanza.

La portata massima degli apparecchi è sicuramente parecchie decine di km. Va poi notato che, adoperando come amplificatore un apparecchio radiofonico più sensibile, essa può venire facilmente aumentata considerevolmente senza dover ricorrere a riflettori di dimensioni maggiori. Questi ultimi devono essere diretti molto esattamente; ciò, se per stazioni fisse può essere un vantaggio (aumento della segretezza), è, a partire da un certo grado, molto noioso per stazioni mobili. Con i riflettori da noi usati, il loro orientamento fu sempre ottenuto al primo tentativo, essendo esso poco critico.

Anche a 7 km la chiarezza e la potenza furono sempre molto buone. Fu pure constatato un basso livello del rumo e di fondo, ciò che conferma l'ipotesi di una possibile maggiore amplificazione nell'apparecchio ricevente, il che ci darebbe subito un forte aumento della portata.

Si fecero pure alcuni esperimenti di trasmissione, dirigendo le onde su riflettori metallici e dimostrando così la possibilità di comunicare fra luoghi che non si trovano direttamente in vista. La riflessione si verifica senz'altro se le dimensioni del riflettore sono sufficentemente grandi.

Spostando l'apparecchio ricevente furono constatate zone in cui la ricezione presentava massimi o minimi di intensità causati da interferenze provocate da onde riflesse dal suolo o da case ed alberi.

6. - Possibili perfezionamenti.

L'esecuzione di questo lavoro ha dimostrato come sia possibile e altresì relativamente facile costruire apparecchi per comunicazioni a distanza con microonde. Anche la costruzione dei tubi non offre grandi difficoltà; i tipi progettati e costruiti prima nel nostro laboratorio (fig. 24) furono poi ordinati alla ditta Telefunken (fig. 25). Tutti i tubi funzionarono sempre perfettamente senza dar luogo a nessun difetto o disturbo.

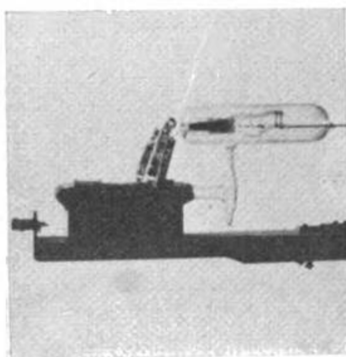


Fig. 24. — Tubo costruito in laboratorio.

La massima distanza di trasmissione possibile si dimostrò soddisfacentemente elevata. Un aumento di sensibilità del ricevitore è, come fu accennato, senz'altro attuabile, così che, anche con un trasmettitore di piccola potenza, si può raggiungere l'orizzonte in qualsiasi caso.

Uno svantaggio di questi apparecchi risiede nelle dimensioni ancora assai ingombranti dei riflettori. Essi devono avere, per produrre un sufficente effetto direttivo alla stazione trasmittente ed una buona amplificazione a quella ricevente, un'apertura di molte lunghezze d'onda.

Come fu notato, l'aumento delle dimensioni del riflettore all'apparecchio trasmittente può in certi casi essere sconsigliabile. Naturalmente il rendimento cresce con le dimensioni dei riflettori. Sembra che un buon valore debba trovarsi per un'apertura di circa 20 λ; quindi, per una lunghezza d'onda di 15 cm, occorre un diametro di 3 m, il che è evidentemente possibile solo per stazioni fisse (9). Per piccole stazioni portabili è

(9) A. G. Clavier e L. C. Galland: El. Comm., 1934, XII, p. 178.

necessario usare lunghezze d'onda molto più corte. Solo con onde di alcuni centimetri ($1 \div 5$ cm) sarà possibile la costruzione di piccoli apparecchi veramente interessanti.

La ricezione, data la proprietà direttiva del riflettore, è esente da disturbi. Gli amplificatori a frequenza intermedia possono essere perfettamente schermati. Esiste pure la possibilità di schermare completamente anche il dipolo ricevente con una griglia di fili paralleli posti nel piano d'apertura del riflettore in direzione perpendicolare al dipolo stesso. Si ottiene così una perfetta schermatura per tutte le onde di normale lunghezza e per microonde il cui piano di polarizzazione è perpendicolare al dipolo.



Fig. 25. — Disposizione degli elettrodi in un tubo costruito dalla Telefunken.

Adoperando il sistema a doppia modulazione è possibile applicare la regolazione antievanescenza nell'amplificatore a frequenza intermedia. Ciò è di utilità per le microonde, non perchè sia da temere l'evanescenza comunemente nota nelle comunicazioni radiofoniche, ma perchè si sono riscontrate, come fu accennato, interferenze prodotte da onde riflesse che, in certe condizioni, possono portare ad intensità di ricezione variabili. Il sistema a regolazione automatica dell'amplificazione a frequenza intermedia elimina completamente questo inconveniente.

Va infine notato che la sicurezza di funzionamento e la facilità di regolazione di un apparecchio per microonde sono per lo meno uguali, se non superiori, a quelle di un comune ricevitore per onde corte. Sarebbe molto probabilmente possibile, col gruppo di due tubi, la costru-

zione di un ricevitore a superreazione. Ciò sembra però di scarso interesse, data l'ottima sensibilità raggiunta con gli altri tipi di ricevitori, ed essendo la superreazione molto critica.

Mi è oltremodo gradito poter qui esprimere la mia viva riconoscenza al prof. Tank per il suo grande interessamento a questo lavoro e per i molti e sapienti consigli prodigatimi durante l'esecuzione dello stesso. È pure mio sommo piacere ringraziare il Direttorio ed il Consiglio di fondazione dell'« Aluminiumfonds Neuhausen » per il largo contributo finanziario a queste ricerche.

Zurigo – Istituto di alta frequenza del Politecnico Federale.

RECENSIONI

ABBREVIAZIONI DI TITOLI DI PERIODICI.

Abhandlg. Preuss. Akad. Wiss.: Abhandlungen der Preussischen Akademie der Wissenschaften.
Acta P. Acad. Sci. Nov. Lync.: Acta Pontificiae Academiae Scientiarum Novi Lyncaei.
A. E. G. Mitt.: A. E. G. Mitteilungen.
A. F.: Alta Frequenza.
Ann. de Phys.: Annales de Physique.
Ann. der Phys.: Annalen der Physik.
Ann. P. T. T.: Annales des Postes, Télégraphes et Téléphones.
Archiv f. Elektr.: Archiv für Elektrotechnik.
A. T. M.: Archiv für technisches Messen.
Atti R. Accad. Naz. Lincei: Atti della Reale Accademia Nazionale dei Lincei.
Atti R. Accad. Sci. Torino: Atti della Reale Accademia delle Scienze di Torino.
Atti R. Ist. Veneto: Atti del Reale Istituto Veneto di Scienze, Lettere e Arti.
A. Z.: Akustische Zeitschrift.
Bell Lab. Record: Bell Laboratories Record.
Bell S. T. J.: The Bell System Technical Journal.
Boll. R. T. R. E.: Bollettino radiotelegrafico del R. Esercito.
Boll. tecn. I. M. S. T.: Bollettino tecnico dell'Istituto Militare Superiore delle Trasmissioni.
B. S. J. Research: Bureau of Standards Journal of Research.
Bull. S. F. E.: Bulletin de la Société Française des Électriciens.
Bull. S. F. R.: Bulletin de la Société Française Radio-Électrique.
C. R. Acad. Sci.: Comptes rendus hebdomadaires des séances de l'Académie des Sciences.
E. F. D.: Europäischer Fernsprechdienst.
El. Comm.: Electrical Communication.
El. Engng.: Electrical Engineering.
El. J.: The Electrical Journal.
El. World: Electrical World.

En. El.: L'Energia Elettrica.
E. N. T.: Elektrische Nachrichten-Technik.
Ericsson Rev.: The L. M. Ericsson Review.
E. T. Z.: Elektrotechnische Zeitschrift.
E. u. M.: Elektrotechnik und Maschinenbau.
F. T. M.: Funktechnische Monatshefte.
G. E. R.: General Electric Review.
G. R. Experimenter: The General Radio Experimenter.
H. F. Techn. u. El. Ak.: Hochfrequenztechnik und Elektroakustik.
J. A. S. A.: The Journal of the Acoustical Society of America.
J. I. E. E.: Journal of the Institution of Electrical Engineers.
J. I. E. E. Japan: Journal of the Institution of Electrical Engineers of Japan.
J. O. S. A.: Journal of the Optical Society of America.
J. Phys.: Le Journal de Physique et le Radium.
J. Research N. B. S.: Journal of Research of the National Bureau of Standards.
J. Sci. Instr.: Journal of Scientific Instruments.
J. S. M. P. E.: Journal of the Society of Motion Picture Engineers.
J. Télécomm.: Journal des Télécommunications.
J. télégr.: Journal télégraphique.
L'Elettrot.: L'Elettrotecnica.
Nippon El. Comm. Engng.: Nippon Electrical Communication Engineering.
Onde Él.: L'Onde Électrique.
Philips techn. R.: Philips' Technische Rundschau.
Phil. Mag.: The London, Edinburgh and Dublin Philosophical Magazine and Journal of Science.
Phys. Rev.: The Physical Review.
Phys. Z.: Physikalische Zeitschrift.
Phys. Z. Sowjetunion: Physikalische Zeitschrift der Sowjetunion.
P. O. E. E. J.: The Post Office Electrical Engineers' Journal.
Proc. I. R. E.: Proceedings of the Institute of Radio Engineers.
Radio Engng.: Radio Engineering.
Rass. P. T. T.: Rassegna delle Poste, dei Telegrafi e dei Telefoni.
Rass. Radio: Rassegna della Radio e Industrie affini.
R. C. A. Rev.: R. C. A. Review.
R. C. R. Accad. Sci. Ist. Bologna: Rendiconto delle sessioni della Reale Accademia delle Scienze dell'Istituto di Bologna.
R. C. R. Ist. Lombardo: Rendiconti del Reale Istituto Lombardo di Scienze e Lettere.
Rep. Radio Res. Japan: Reports of Radio Researches and Works in Japan.
Rev. d'Acoustique: Revue d'Acoustique.
Rev. techn. Philips: Revue Technique Philips.
R. G. E.: Revue Générale de l'Électricité.
Riv. tecn. F. I.: Rivista Tecnica delle Ferrovie Italiane.

R. S. I.: Review of Scientific Instruments.
S. B. Preuss. Akad. Wiss.: Sitzungsberichte der Preussischen Akademie der Wissenschaften.
Schalltechn.: Die Schalltechnik.
Siemens Z.: Siemens Zeitschrift.
Telefunken Ztg.: Telefunken Zeitung.
T. F. T.: Telegraphen- Fernsprech- und Funk-Technik.
Trans. A. I. E. E.: Quarterly Transactions of the American Institute of Electrical Engineers.
V. D. I.: Zeitschrift des Vereines Deutscher Ingenieure.
V. N. T. Siemens: Veröffentlichungen aus dem Gebiete der Nachrichtentechnik.
W. E.: The Wireless Engineer.
Wir. World: Wireless World.
W. P. P. I. T.: Wiadomosci i Prace Panstwowego Instytutu Telekomunikacyjnego.
Z. f. Phys.: Zeitschrift für Physik.
Z. f. techn. Phys.: Zeitschrift für technische Physik.

ACUSTICA APPLICATA ED ELETTROACUSTICA.

V. Aschoff — **Attuazione sperimentale di transitori acustici.** (H. F. Techn. u. El. Ak., aprile 1937, XLIX, 4, pag. 138-140, con 8 fig.).

Per compiere studi sulle particolarità di percezione dell'orecchio ed attuare strumenti musicali elettrici, è necessario poter operare con semplici dispositivi che consentano di variare a piacere il modo di formarsi e di spegnersi delle note generate. Nel sistema qui proposto a tale scopo, un condensatore si scarica su una resistenza, e regola l'interdizione della griglia di un tubo amplificatore; in tale modo è possibile comandare la durata e l'inviluppo delle note trasmesse attraverso il tubo stesso. Regolando la tensione di carica del condensatore, si varia la durata del processo, mentre con la costante di tempo del gruppo si influisce sulla forma dell'inviluppo. Il dispositivo è adatto all'applicazione a strumenti musicali, che viene anch'essa studiata.

G. C.

CIRCUITI, QUADRIPOLI, FILTRI.

E. L. Norton — **Reti a resistenza costante con applicazioni agli aggruppamenti di filtri.** (Bell S. T. J., aprile 1937, XVI, 2, pag. 178-193, con 11 fig.).

Determinata la relazione che deve intercorrere tra le ammettenze d'ingresso di due dipoli, perchè, connessi in parallelo, costituiscano una rete avente resistenza costante a tutte le frequenze, l'autore studia la possibilità di attuare una qualunque delle due reti; l'altra viene poi facilmente determinata mediante inversione. Limitandosi al caso in cui

le due reti componenti debbano avere le proprietà di filtri, espone un metodo di sintesi dei filtri a scala del tipo a K costante e ad M derivato, quando si conoscano gli zeri e i poli della loro ammettenza (frequenze di risonanza di tensione e di risonanza di corrente). Vengono date le formule per il calcolo degli elementi che costituiscono il filtro a K costante, e la determinazione di quelli del filtro ad M derivato viene ricondotta alla risoluzione di un'equazione algebrica con coefficienti numerici.

R. S.

DISTURBI E FENOMENI PERTURBATORI.

D. E. Foster — **Una nuova forma di interferenza: la modulazione incrociata esterna.** (R. C. A. Rev., aprile 1937, I, 4, pag. 18-25, con 2 fig.).

In quelle località in cui esistono campi elettromagnetici molto intensi per effetto di una o più stazioni trasmittenti per radiodiffusione di potenza elevata, è stato rilevato un particolare fenomeno di interferenza: le stazioni possono esser ricevute, anche contemporaneamente, in corrispondenza di parecchie condizioni di accordo del radioricevitore. Varie prove hanno dimostrato che tale effetto non dipende affatto dalla selettività o dalle altre caratteristiche del ricevitore, ma bensì dal sistema captatore d'onda e dagli elementi elettrici ad esso eventualmente accoppiati. Pare che un siffatto tipo di interferenza si verifichi quando il sistema d'antenna, inteso nel senso più lato, comprende un elemento di caratteristiche elettriche non lineari, il quale darebbe origine, nel caso di più segnali in arrivo, ai ben noti fenomeni di modulazione incrociata e di demodulazione.

Questo stato di cose può esser con facilità riprodotto artificialmente, disponendo di due antenne accoppiate, l'una collegata ad un ricevitore e l'altra messa a terra attraverso ad un complesso rettificatore; l'esperienza conferma pienamente l'ipotesi enunciata sopra.

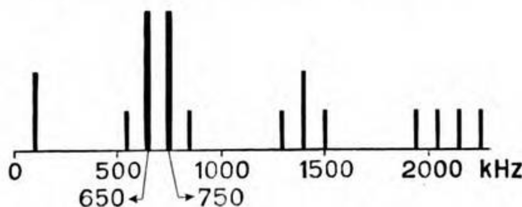


Fig. 1. — Spettro di frequenze generate dall'interferenza di due stazioni rispettivamente di 650 e 750 kHz.

Il tipo d'interferenza considerato (di cui la fig. 1 riporta uno spettro calcolato per due emissioni di 650 e 750 kHz) è certo molto analogo a quello precedentemente denominato « effetto Lussemburgo »; il quale quindi potrebbe, secondo l'autore, essere attribuito a fenomeni dello

stesso genere, aventi luogo lungo il cammino delle onde elettromagnetiche, quando queste ultime attraversano elementi elettrici di caratteristiche non lineari (linee di trasmissione, condutture e così via).

B. Ce.

ELETTROFISICA E MAGNETOFISICA.

F. HERRIGER e F. HUELSTER — **Le oscillazioni dei tubi a campo magnetico.** (Telefunken-Röhre, 1936, 7 e 8, pag. 71-93 e 221-256, con 31 fig.; H. F. Techn. u. El. Ak., aprile 1937, XLIX, 4, pag. 123-132, con 11 fig.).

Risultati sperimentali. — Chiarito anzitutto come il nome di magnetron debba essere riservato al tubo originale di Hull ed ai suoi derivati a campo magnetico variabile, e prima di svolgere alcune interessanti considerazioni teoriche, si dà uno sguardo alla complessa materia delle oscillazioni dei tubi a campo magnetico fisso (*Magnetfeldröhren*) con esposizione di numerosi risultati sperimentali.

Ricordato il concetto fondamentale e ben noto di campo magnetico critico per il quale si può scrivere:

[1] $$B_{\text{crit}} = 6{,}72 \, \frac{\sqrt{U_a}}{r_a}$$

(dove B_{crit}, valore critico dell'induzione, risulta in $\frac{\text{V}\cdot\text{s}}{\text{cm}^2}$, se sono U_a tensione anodica in V, ed r_a raggio anodico in cm), viene rappresentato il funzionamento del tubo in varie condizioni di oscillazione dando, per ogni lunghezza d'onda e ogni campo, il rendimento. Si hanno così per un tubo bianodico la fig. 1*a*, per uno quadrianodico la fig. 1*b*. Analoghe a queste sono le fig. 2*a* e 2*b*. In queste ultime la scala logaritmica permette una visione più chiara del comportamento dei tubi per lunghezze d'onda brevi.

Nelle fig. 2 vengono dati per ogni lunghezza d'onda il campo magnetico cui corrisponde il rendimento massimo η, il valore di tale rendimento, il rapporto tra la corrente anodica I_a e quella I_s di saturazione del catodo, il valore ottimo dell'angolo α tra l'asse del tubo e il campo magnetico. Le figure permettono interessanti considerazioni: qui se ne ricordano alcune.

In tutta la zona di oscillazioni possibili si può variare la lunghezza d'onda, in misura maggiore o minore, variando il circuito oscillatorio esterno.

Eccetto che per lunghezze d'onda molto piccole, di cui viene detto in seguito, si nota (fig. 1) una notevole linearità tra i valori di campo ottimo (B_{ott}) e i valori di lunghezza d'onda; si può scrivere la formula:

[2] $$\lambda = 1100 \, \frac{r_a^2 \, B_{\text{ott}}}{p \, U_a}$$

(B_{ott} in gauss; p numero di paia di anodi).

In nessun caso si hanno oscillazioni per campi minori del campo critico.

A partire dal momento in cui, a causa di impossibilità materiale, non si possa applicare il valore B_{ott}, che sarebbe troppo grande, si deve introdurre un angolo α tra l'asse del tubo e il campo magnetico.

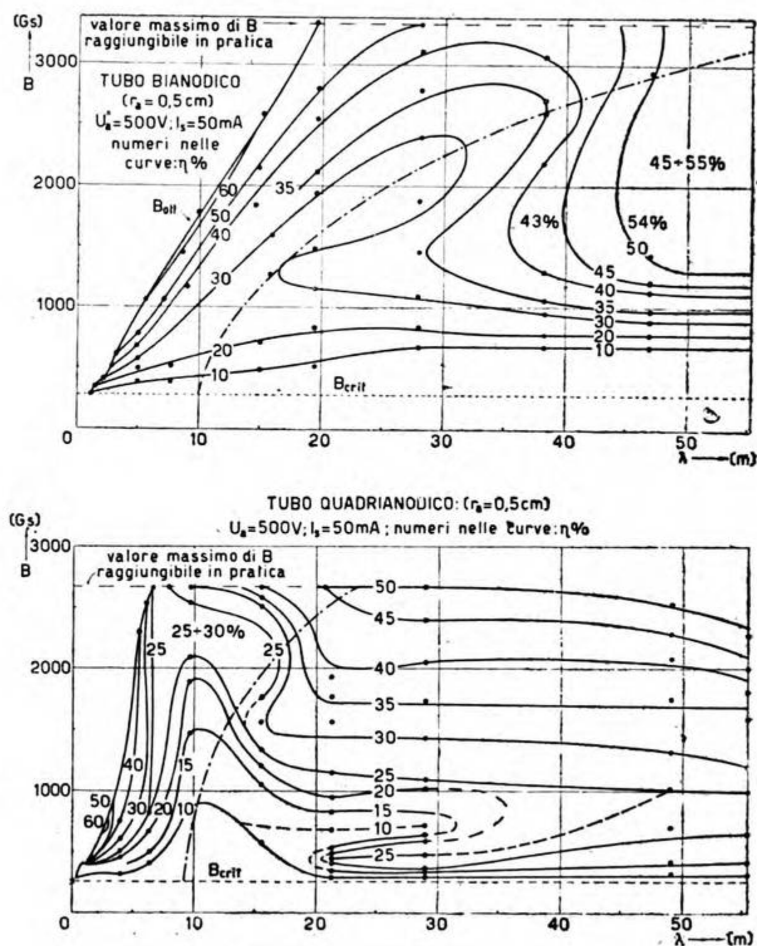


Fig. 1. — Curve di rendimento costante nel piano B, λ:
a) per tubi bianodici; *b*) per tubi quadrianodici.

Come risulta dalla fig. 2*a*, il tubo bianodico ha una zona ristretta di oscillazione per campi vicini a quello critico con rendimenti bassissimi; in questa zona vale all'incirca:

$$\lambda = \frac{11\,500}{B} \qquad [3]$$

(λ in cm, B in gauss).

Per lunghezze d'onda maggiori di un metro si hanno un aumento nel rendimento massimo (che si può leggere anche nella fig. 1) e un aumento del valore di B_{ott} secondo la legge lineare di cui si è detto: la quale è però mascherata in questa figura dal tipo di scala adottato.

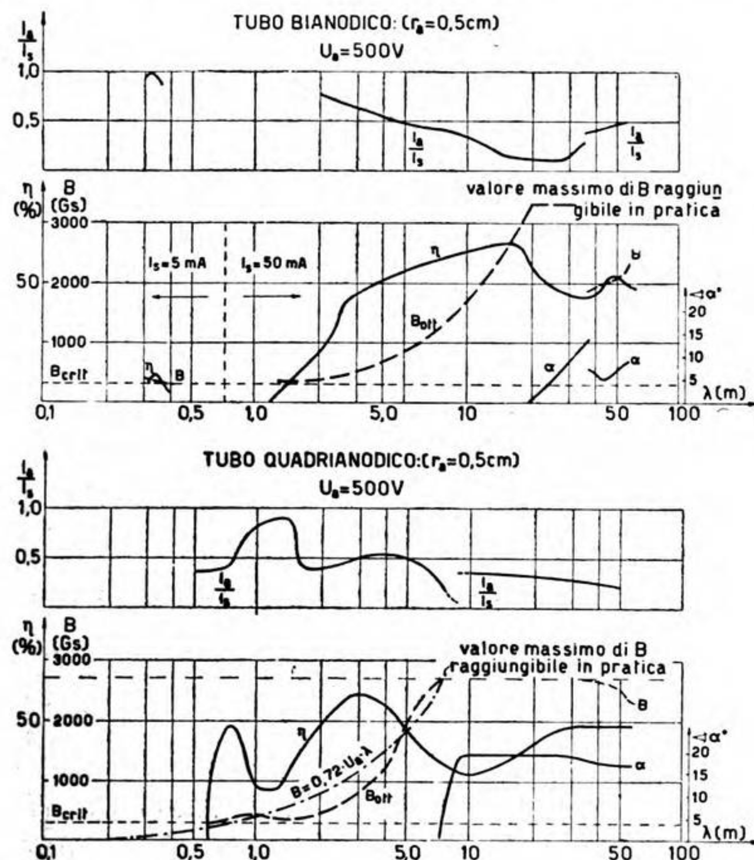


Fig. 2. — Curve dei valori ottimi delle varie grandezze in funzione della lunghezza d'onda: *a*) per tubi bianodici; *b*) per tubi quadrianodici.

In fig. 3 sono date curve analoghe, in scala ingrandita, a quelle di fig. 2, per la prima zona di oscillazione in un tubo bianodico, per tre diversi valori della tensione anodica.

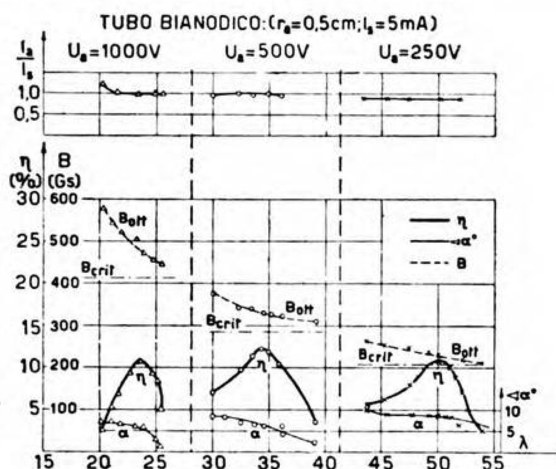


Fig. 3. — Prima zona di oscillazione di un tubo bianodico per tre diversi valori della tensione anodica. (La graduazione delle ascisse è in centimetri).

Nel tubo a quattro anodi non si ha più il primo campo di oscillazioni separato dal secondo; il rendimento massimo, ottenibile con il valore B_{ott}, varia con λ; si ha un primo massimo dei massimi, circa del 50%, per $\lambda = 0{,}8$ m. Per tali punti vale approssimativamente in generale:

$$\lambda = \frac{26\,500}{B} \quad . \tag{4}$$

Bisogna ancora notare che nella prima zona di oscillazione del tubo bianodico la corrente di saturazione del catodo, che è di 50 mA nel resto delle esperienze, è stata ridotta a 5 mA.

Considerazioni teoriche. — Partendo da considerazioni elementari sul moto di un elettrone sottoposto a un campo elettrico uniforme perpendicolare al campo magnetico, si deduce che, come è noto, l'elettrone si muove di un moto cicloidale che è somma di due moti, l'uno rotatorio con velocità angolare:

$$\omega_m = B\,\frac{q}{m} \tag{5}$$

(B in $\frac{\mathrm{V\cdot s}}{\mathrm{cm^2}}$, q carica dell'elettrone in C, m massa dell'elettrone in g), l'altro traslatorio con una velocità lineare, perpendicolare ai campi elettrico e magnetico, data da:

$$\bar{v} = \frac{\mathcal{E}}{B} \tag{6}$$

$\left(\mathcal{E}\text{ campo magnetico in } \frac{\mathrm{V}}{\mathrm{cm}},\ B \text{ in } \frac{\mathrm{V\cdot s}}{\mathrm{cm^2}}\right)$.

Si considerano poi i due casi limiti per un tubo cilindrico monoanodico:

a) campo concentrato in un sottile strato attorno al catodo; l'elettrone esce da tale strato con tutta la velocità corrispondente al campo elettrico, descrive una specie di cardioide e ritorna sul catodo; se non lo incontra descrive altre tre cardioidi (fig. 4*a*) prima di riprendere la posizione di partenza;

b) campo uniforme nei pressi dell'anodo; se si possono trascurare le forze centrifughe, l'elettrone descrive una cicloide simile a quella corrispondente al campo uniforme, ma con asse circolare (fig. 4*b*); ritorna nella posizione di partenza dopo un tempo $\frac{2\pi r}{\overline{v}}$, dove r è il raggio medio della traiettoria, $\overline{v} = \frac{\mathcal{E}}{B}$ la velocità di traslazione; la velocità angolare è dunque, in corrispondenza a questo moto:

$$\overline{\omega} = \frac{\mathcal{E}}{Br} \; ; \qquad [7]$$

il ragionamento fatto vale se $\overline{\omega} \ll \omega_m$.

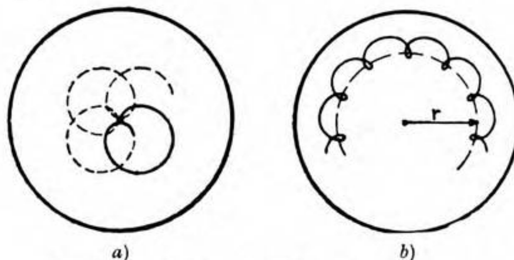


Fig. 4. — Orbite elettroniche nei casi limiti.

Si possono così dividere le oscillazioni in un tubo a campo magnetico in tre categorie:

1) oscillazioni di primo ordine: frequenze dell'ordine di ω_m;

2) oscillazioni di ordine superiore: frequenze dell'ordine di $p\overline{\omega}$ (p numero di paia di anodi);

3) oscillazioni alla Habann: frequenze inferiori per le quali il comportamento del tubo può essere considerato come quasi stazionario (resistenza negativa statica).

Le oscillazioni del primo ordine corrispondono alla prima zona di oscillazione di fig. 2*a* e alla fig. 3. Sono in un certo senso simili a quelle ottenute con tubi a campo frenante. Gli studi su questo argomento sono numerosi, vengono appena accennati nei lavori in esame e si possono trovare lungamente trattati in altra sede [1].

[1] N. Carrara: A. F., 1936, V, p. 773.

Le oscillazioni di ordine elevato sono molto interessanti agli effetti pratici, perchè permettono di ottenere rendimenti elevati. Contrariamente a ciò che accade per le oscillazioni di primo ordine (formula [3]), il campo ottimo cresce con la lunghezza d'onda come risulta dalle fig. 1 e 2; ciò si spiega qualitativamente mediante la [7]; infatti $\overline{\omega}$ risulta inversamente proporzionale a B. Sono state fatte esperienze per determinare il rapporto tra la tensione oscillante $\mathcal{U}_a$ di un segmento anodico (in confronto al catodo) e la tensione continua U_a (fig. 5). Si vede che, per lunghezze d'onda per le quali il rendimento è del 50%, il rapporto $\frac{\mathcal{U}_a}{U_a}$ è solamente del 15 ÷ 18 %, a seconda del tubo. Questo dimostra che gli elettroni, durante il passaggio dal catodo all'anodo, devono muoversi lungo il campo alternato esistente fra i segmenti anodici, molte volte in egual senso, in modo da cedere al campo alternato l'energia acquistata a spese del campo continuo. Gli elettroni devono dunque avere un moto sincrono con il campo alternativo.

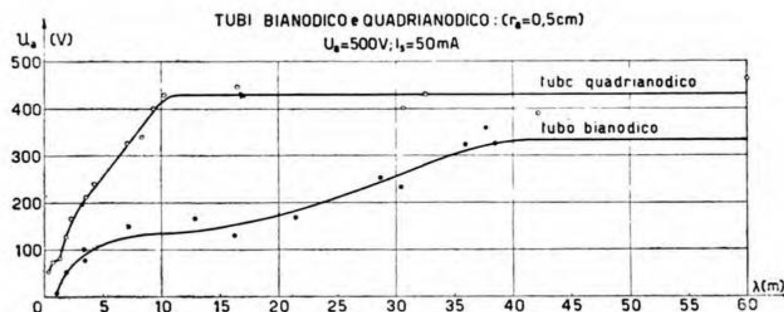


Fig. 5. — Ampiezza della tensione alternativa di un segmento anodico rispetto al catodo in funzione della lunghezza d'onda.

Per spiegare come nasca e si mantenga questo sincronismo, e attraverso quale meccanismo venga ceduta energia al campo alternativo, il Posthumus ha proposto una teoria assai ingegnosa. Egli pensa il campo alternativo scomposto in due campi rotanti in senso opposto. Il campo rotante possiede una componente tangenziale e una componente normale. Gli elettroni si devono trovare sempre in zone in cui la componente tangenziale è opposta al moto ed è la stessa componente tangenziale a mantenere il sincronismo frenando gli elettroni troppo veloci, accelerando quelli troppo lenti. I calcoli di Posthumus portano, quando si imponga la condizione di massimo rendimento, cioè di minima energia di arrivo degli elettroni sull'anodo, alla relazione:

$$\frac{\omega}{p} = \frac{2\,U_a}{B r_a^2}\,, \qquad [8]$$

(U_a in V, B in $\frac{\mathrm{V \cdot s}}{\mathrm{cm^2}}$, r_a in cm), da cui: $\lambda = 942 \frac{B r_a^2}{p U_a}$ (B in gauss), che è in buon accordo con la [2] dedotta sperimentalmente.

Secondo gli autori dei lavori, che qui si recensiscono, la spiegazione e i calcoli di Posthumus sono troppo formali e non illustrano il fenomeno fisico. Essi propongono una nuova interpretazione, o meglio una nuova giustificazione dei calcoli suddetti.

Si ricordi quanto si è detto in antecedenza sul caso limite di campo uniforme nei pressi dell'anodo, e sul moto rotatorio di pulsazione $\overline{\omega}$ del tipo rappresentato in fig. 4*b*. È evidente che esiste un solo valore di r per cui, dati $\mathcal{E}$ e B, si possa avere una certa ω. Gli elettroni troppo vicini al catodo vanno troppo in fretta, quelli lontani troppo lentamente. Ma, se al campo continuo $\mathcal{E}$ è sovrapposto un campo alternativo di pulsazione ω, il campo, in ogni punto, varia a ogni istante. Si rappresenti tale stato di cose con un campo rotante radiale. La componente tangenziale porterebbe ad una inessenziale traslazione della cicloide in senso radiale. In questo modo in ogni punto (salvo quelli troppo vicini al catodo) esistono istanti in cui il campo $\mathcal{E}$ ha il valore opportuno.

« Se l'elettrone si è venuto a trovare nella zona di influsso del campo « radiale rotante, esso è costretto a muoversi davanti alla linea di mas- « simo campo radiale, cioè di massima velocità tangenziale. Se l'elettrone « si trova in una zona cui, a causa del campo ivi esistente, corrisponde « una velocità insufficiente, si trova sottoposto a un campo radiale più « forte che ne accelera il moto. Il contrario càpita per elettroni troppo « veloci.

« La trattazione di Posthumus differisce da quella qui esposta sola- « mente nel fatto che egli considera il campo tangenziale in luogo di « quello radiale. Le due trattazioni portano agli stessi risultati se si « osserva che, al moto degli elettroni contro al campo tangenziale, cor- « risponde una perdita di energia, cioè una diminuzione di velocità ».

Viene poi discusso il meccanismo mediante il quale è ceduta energia al campo variabile. Le conclusioni sono in parte uguali a quelle di altri autori. L'elettrone va man mano aumentando il raggio medio della propria traiettoria; poichè la frequenza di tale moto rimane costante, occorre che vi sia una cessione di energia, che si effettua nei pressi delle fessure tra gli anodi.

Mentre nelle oscillazioni di primo ordine, l'elettrone acquista tutta insieme l'energia corrispondente al campo continuo, e la cede pezzo a pezzo al campo alternativo, in questo caso sia la cessione di energia dal campo continuo all'elettrone, sia quella dall'elettrone al campo alternativo, avviene pezzo a pezzo. L'energia acquistata nei pressi del catodo corrisponde al moto circolare con pulsazione ω_m (*Rollkreisamplitude*) e non viene, in genere, ceduta al campo oscillante.

Con ragionamenti approssimati e molto aderenti a quelli di Posthumus, viene fatto un calcolo quantitativo delle condizioni cui corrisponde il rendimento massimo cioè la velocità minima degli elettroni al momento

del loro arrivo sull' anodo. Posto $n = \frac{\omega_m}{\omega}$ si deducono due formule teoriche:

$$\frac{B_{ott}}{B_{crit}} = \frac{np}{2\sqrt{np - 1}}$$

$$\eta = \frac{np - 2}{np - 1}$$

per il valore B_{ott} cui corrisponde il valore η di rendimento massimo.

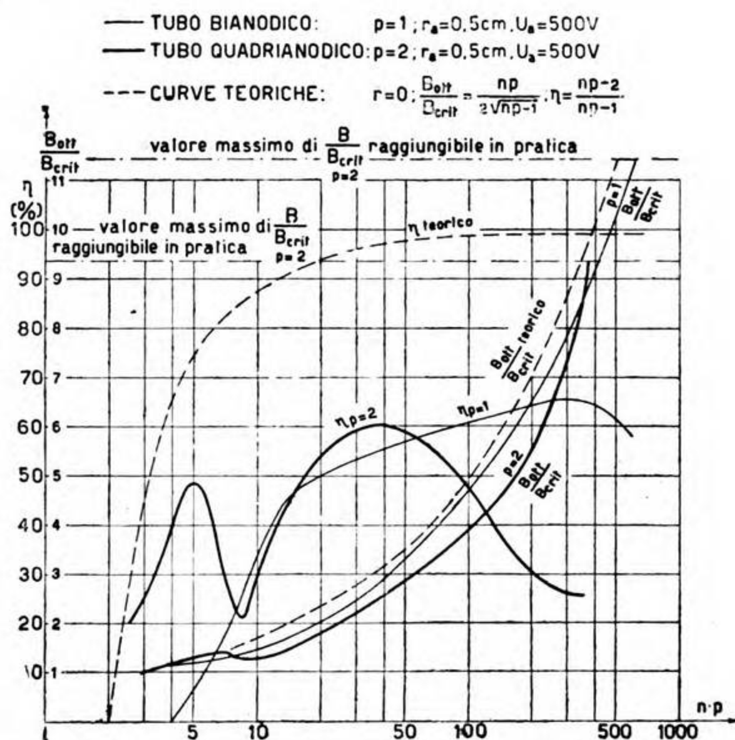


Fig. 6. — Valori teorici e sperimentali di η e di $\frac{B_{ott}}{B_{crit}}$ in funzione del prodotto np.

Esse sono messe a raffronto con l'esperienza nella fig. 6. Le curve teoriche sono tratteggiate. La coincidenza è buona per il valore di $\frac{B_{ott}}{B_{crit}}$, specie nel caso $p = 1$. Vi è invece disaccordo completo per ciò che riguarda i rendimenti, che risultano in pratica assai più bassi di ciò che

assegnerebbe la teoria, e che, nel caso di $p = 2$ hanno anche un andamento completamente diverso.

Le anomalie si possono spiegare tenendo conto del moto dell'elettrone con pulsazione ω_m. A tale moto può corrispondere una energia utilizzabile. Il rendimento risulta massimo quando il rapporto $n = \frac{\omega_m}{\omega}$ è eguale al numero φ delle fasi, cioè al numero di fessure davanti alle quali l'elettrone passa in un periodo. Questo viene verificato sperimentalmente e spiega i massimi che si vedono in fig. 6.

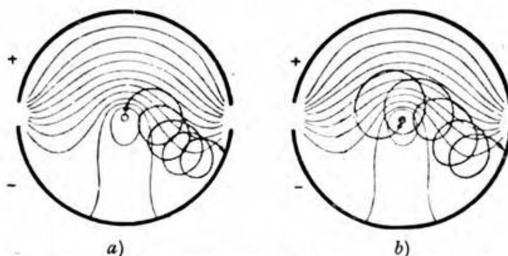


Fig. 7. — Orbite elettroniche previste con integrazione grafica nel caso di quasi stazionarietà, per $\frac{B}{B_{crit}} = 1{,}5$ e $\frac{\mathcal{U}_a}{U_a} = 0{,}5$. Direzione iniziale dell'elettrone: *a*) verso il segmento positivo; *b*) verso il segmento negativo.

Rimane ancora da esaminare ciò che avviene nei casi stazionari o quasi stazionari delle oscillazioni alla Habann in cui il tubo presenta resistenza negativa statica. Calcoli grafici e investigazioni sperimentali sulle traiettorie degli elettroni sono noti. È ormai assodato che, per campi alternativi di una certa ampiezza, si può avere un moto degli elettroni tale che le traiettorie a spirale vadano a finire sull'elettrodo a tensione minore (fig. 7). La determinazione delle caratteristiche statiche permette di seguire col calcolo il comportamento dei tubi in oscillazione con buona approssimazione e di assicurarsi così del fatto che le oscillazioni sono del tipo di Habann. Nelle fig. 1*a* e 1*b* la linea a tratti e punti divide il piano B, λ in due zone. Quelle a destra corrispondono ad oscillazioni alla Habann. Il passaggio dal tipo di oscillazioni alla Habann al tipo di oscillazioni di ordine elevato è continuo e graduale e si può illustrare con ragionamenti abbastanza persuasivi.

E. F. G.

FOTOELETTRICITÀ.

L. BERGMANN e R. PELZ — **Ricerche sulle fotocellule al selenio.** (Z. f. techn. Phys., luglio 1937, VIII, 7, pag. 177-191, con 27 fig.).

Le particolari caratteristiche delle cellule al selenio, che precludono la via all'impiego di esse nella maggior parte delle applicazioni, sembrano

interessanti per usi particolari, quali la misura delle irradiazioni in meteorologia. A questo scopo sono state eseguite minuziose ricerche sul funzionamento di cellule di tale tipo, formate depositando su una lamina di ferro, che costituisce un elettrodo, uno strato di selenio di 0,1 mm di spessore, ed una sottile patina di platino trasparente che costituisce l'altro elettrodo.

È stato studiato il fenomeno di invecchiamento causato dalla esposizione della cellula mantenuta in corto circuito ad illuminazioni crescenti (450 ÷ 4500 lux) per un periodo di circa 500 ore. I controlli eseguiti giornalmente hanno mostrato un aumento della sensibilità della cellula dell'ordine del 10-20 % per la f. e. m. e del 2-4 % per la corrente di corto circuito. Si riscontra quindi con l'invecchiamento della cellula un aumento della sua resistenza interna.

Le caratteristiche della cellula sono state esaminate nell'intervallo di temperatura tra — 180° e + 100°. A seconda del comportamento alle bassissime temperature si distinguono due tipi di cellule; per entrambi i tipi però i coefficienti di temperatura sono dell'ordine di qualche per mille nell'intervallo tra — 20° e + 30°.

A parità di flusso luminoso la sensibilità della cellula risulta diversa a seconda della intensità di illuminazione, e precisamente presenta un minimo quando tutta la illuminazione è concentrata in un punto. La massima sensibilità delle cellule corrisponde a lunghezze d'onda nel campo del rosso, e precisamente verso i 600-700 millimicron.

Sono state ricavate le diverse curve di stabilizzazione della cellula in seguito a brusche variazioni della intensità di illuminazione, a fine di mettere in luce il caratteristico fenomeno di inerzia. Le curve risultano diverse a seconda della lunghezza d'onda della luce adoperata.

G. B.

LINEE E CONDUTTURE.

S. A. Schelkunoff e T. M. Odarenko — **Diafonia tra cavi coassiali.** (Bell S. T. J., aprile 1937, XVI, 2, pag. 144-164, con 8 fig.).

Nello studio della diafonia nei circuiti a cavi coassiali, si distingue la diafonia diretta, dovuta alla semplice mutua induzione tra due cavi, dalla diafonia indiretta, che si produce quando i due cavi in esame si influenzano per effetto di induzioni mutue tra ciascuno di essi e un terzo cavo.

Nel primo caso, che si presenta soltanto con coppie concentriche, il valore della paradiafonia e quello della telediafonia si possono ricavare in funzione delle impedenze mutue tra i cavi: dalle formule ottenute si rileva che tali valori decrescono al crescere della frèquenza.

Il valore della diafonia indiretta viene ricavato dalla teoria generale delle catene di circuiti influenzantisi successivamente.

Infine viene considerato il rapporto tra paradiofonia e telediafonia nel caso di diafonia diretta. Tale rapporto varia al variare della fre-

quenza. Alle basse frequenze la telediafonia assume valori più elevati della paradiafonia; a partire da frequenze che si aggirano, nei cavi impiegati, sugli 800 kHz, il rapporto si inverte.

T. L.

MATERIALI.

E. Seyffert — **Sulle perdite per viscosità magnetica delle leghe al ferro-nichel.** (Z. f. techn. Phys., luglio 1937, VIII, 7, pag. 200-203, con 5 fig.).

Per mezzo di un ponte di Maxwell sono stati ricavati i valori della permeabilità e dell'angolo di perdita in funzione della frequenza e della induzione per diversi materiali ferromagnetici, tra cui in particolare le leghe di ferro-nichel, per percentuali di nichel variabili tra 0 e 100%. Il valore dell'angolo di perdita estrapolato per induzione zero e per frequenza zero costituisce, come è noto, il valore delle perdite per viscosità magnetica. Con questo metodo si è confermato il verificarsi di un valore elevato di perdite di viscosità per leghe contenenti il 30% di nichel, come già era stato messo in luce da Goldschmidt. Dato il comportamento delle perdite per viscosità magnetica in funzione della temperatura e dei trattamenti termici, il fenomeno può ascriversi, secondo l'autore, alla formazione di un miscuglio di parti non omogenee.

G. B.

MISURE.

A. Kohaut — **Dispositivo per la misura dei campi magnetici.** (Z. f. techn. Phys., luglio 1937, VIII, 7, pag. 198-199, con 3 fig.)

Il dispositivo consta di un piccolo alternatore che viene fatto girare a velocità costante mediante un motore sincrono alimentato dalla rete. Il rotore, costituito da una bobina di 360 spire avvolta su un sostegno cilindrico di materiale isolante che ha 10 mm di diametro e 10 mm di lunghezza, viene introdotto nello spazio in cui si vuole misurare il campo magnetico; la f.e.m. che si sviluppa nel rotore in moto, misurata mediante un voltmetro a bassissimo consumo, risulta proporzionale al valore del campo. Il dispositivo ha notevole sensibilità e consente anche la misura del campo magnetico terrestre.

G. B.

MODULAZIONE E RIVELAZIONE.

E. A. Laport — **Caratteristiche di onde modulate in ampiezza.** (R.C.A. Rev., aprile 1937, I, 4, pag. 26-38, con 24 fig.).

Se una grandezza alternativa sinoidale modulata in ampiezza passa attraverso amplificatori, filtri, linee di trasmissione, antenne, ed attraverso lo spazio, le ampiezze e le fasi dei suoi termini componenti vengono alterate. Essa si può quindi rappresentare con un'espressione della forma:

$$A \operatorname{sen}(\omega t + \alpha) + B \operatorname{sen}[(\omega - \Omega)t + \beta] + C \operatorname{sen}[(\omega + \Omega)t + \gamma].$$

Per lo studio di questa funzione è di aiuto l'impiego di diagrammi vettoriali, i quali, contenendo vettori ruotanti con frequenze diverse, devono immaginarsi visti con una luce stroboscopica sincronizzata con la pulsazione ω. Sono riportati tali diagrammi e quelli in coordinate cartesiane che da essi si ricavano, per alcuni casi di maggiore interesse pratico. Per mezzo di essi, in una trasmissione con soppressione dell'onda portante e di una banda laterale, si esamina la influenza della non completa eliminazione di alcune frequenze della banda soppressa e del non perfetto sincronismo fra la portante soppressa e quella che ad essa viene sostituita nel ricevitore.

G. Cl.

PROPAGAZIONE DELLE RADIOONDE.

P. V. HANDEL e W. PFISTER — **La propagazione delle onde ultracorte lungo la superficie della terra curva.** (Proc. I. R. E., marzo 1937, XXV, 3, pag. 346-363, con 20 fig.).

La propagazione di un'onda ultracorta oltre la zona di visibilità è dovuta alla diffrazione dei raggi lungo la superficie della terra ed alle rifrazioni dei raggi nell'atmosfera. Dal punto di vista della diffrazione,

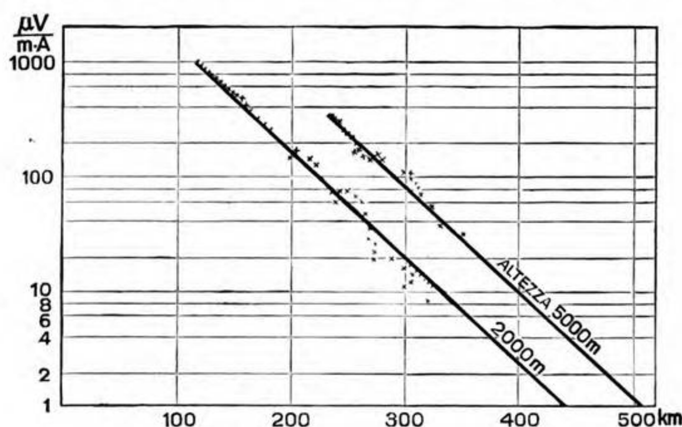


Fig. 1. — Intensità di campo in funzione della distanza.
Altezza dell'antenna trasmittente 135 m; $\lambda = 7$ m.

il problema di determinare l'andamento del campo elettromagnetico di un'onda ultracorta oltre la zona di visibilità si potrebbe ritenere analogo a quello di determinare l'intensità d'illuminazione dietro ad uno schermo opaco a bordo tagliente; ma a causa delle riflessioni sulla superficie terrestre, i risultati ottenuti applicando le trattazioni ottiche di Fresnel e di Sommerfeld non dànno risultati soddisfacenti. La formula ricavata a questo riguardo da Burrows e da altri tien conto della

direzionalità delle antenne trasmittenti e riceventi, e considera il campo elettromagnetico proporzionale, sia all'altezza della trasmittente, sia a quella della ricevente. Tale formula può rappresentare l'andamento del campo nella vicinanza del suolo, ma dà valori troppo elevati per grandi distanze.

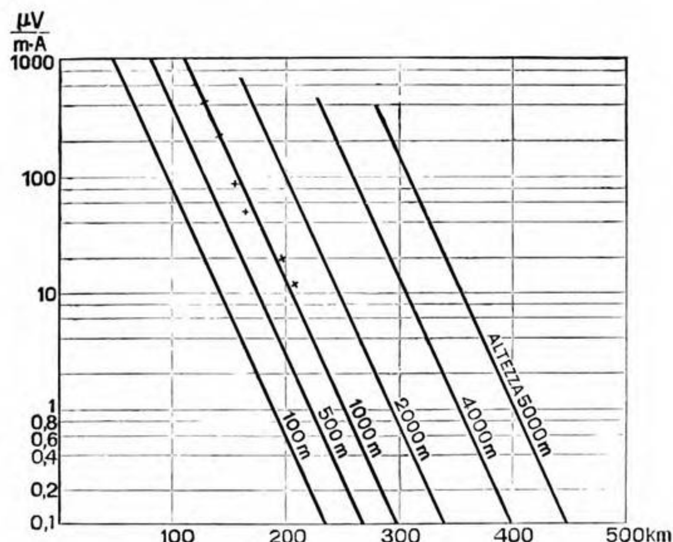


Fig. 2. — Intensità di campo in funzione della distanza.
Altezza dell'antenna trasmittente 30 m; $\lambda = 50$ cm. I dati sperimentali sono ottenuti con $\lambda = 73$ cm.

Tenendo conto dell'andamento dei raggi oltre la zona di visibilità, e delle formule classiche della propagazione lungo una terra curva e conduttrice, gli autori ricavano per il campo in questione la formula:

$$[1] \qquad E = \frac{A\, e^{-0{,}0376\, \lambda^{-1/3} (R - 3{,}55 \sqrt{h})}}{\sqrt{R}\, \sqrt{3.55\, \sqrt{h}}},$$

dove R è la distanza dalla stazione trasmittente misurata lungo la superficie terrestre, ed h l'altezza dell'antenna ricevente.

Per altezze inferiori a 1000 m la formula dà valori eccessivi, ed è quindi conveniente sostituire l'andamento indicato dalla [1] con un andamento rettilineo che dia campo nullo con altezza zero, secondo la citata formula di Burrows. Per altezze superiori a 1000 m i risultati sperimentali si accordano bene con la [1] come appare chiaramente dalla fig. 1, in cui i punti rappresentano i risultati delle misure della intensità di campo della stazione di televisione di Witzleben, mentre i due tratti rettilinei corrispondono ai valori calcolati. Mediante la [1]

sono stati calcolati i grafici dell'andamento del campo in funzione della distanza per diverse altezze sul suolo e per lunghezze d'onda comprese tra 10 m e 10 cm. Come esempio si riportano in fig. 2 le curve calcolate per una lunghezza d'onda di 50 cm; nella figura stessa sono segnati alcuni punti ottenuti sperimentalmente con $\lambda = 73$ cm (1).

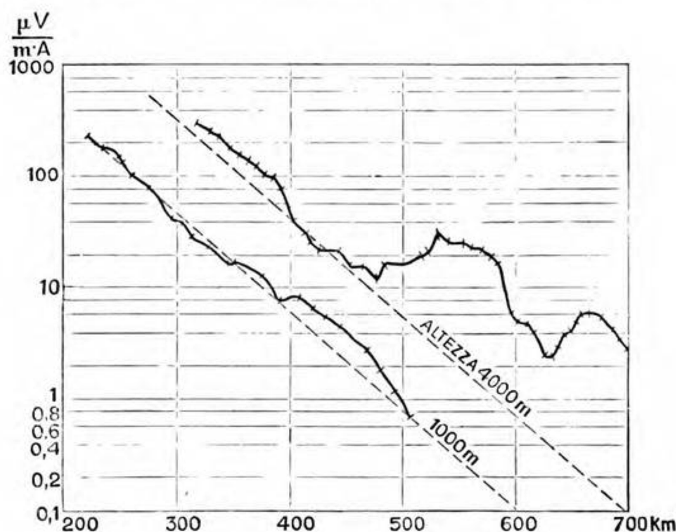


Fig. 3. — Esempio di rifrazione. Intensità di campo, calcolata e misurata, in funzione della distanza.
Altezza dell'antenna trasmittente 1000 m; potenza 7 kW; $\lambda = 7$ m.

Non è stato tenuto alcun conto dei fenomeni di rifrazione; questi in particolari condizioni atmosferiche possono fortemente aumentare l'intensità del campo, ma data la loro entità estremamente variabile, non si prestano ad una valutazione. Ad esempio, per due giorni consecutivi, a causa di fenomeni di rifrazione si sono rilevati andamenti di campo molto superiori al previsto, come è indicato in fig. 3.

G. B.

RADIOTECNICA GENERALE, IMPIANTI E ACCESSORI.

C. G. A. von Lindern e G. de Vries — **Collegamento telefonico ad onde ultracorte tra Eindhoven e Tilburg.** (Rev. techn. Philips, giugno 1937, II, 6, pag. 172-177, con 13 fig.).

Il colle amento è stato eseguito su onda di circa 1 m e su una distanza di circa 25 km. Le antenne riceventi e trasmittenti sono disposte in modo

(1) B. Trevor a. R. W. George: Notes on propagation at a wavelength of seventy-three centimeters - Proc. I. R. E., 1935, XXIII, p. 461.

che la linea di collegamento risulti almeno 9 m più elevata degli ostacoli frapposti; esse sono di tipo Yagi, ed assicurano un guadagno direttivo di 3,5 volte. Per il trasmettitore vengono usati triodi speciali Philips di tipo TB 1/60, la modulazione si effettua mediante variazione della tensione anodica e le eccessive variazioni di frequenza vengono eliminate usando un risuonatore a bassa capacità e ad elevatissimo coefficiente di risonanza. Il ricevitore è di tipo a superautodina, attuato con tubi a ghianda. Mediante un sistema di fili di Lecher viene ottenuto l'accoppiamento ottimo tra il conduttore di antenna e l'oscillatore convertitore. Le linee di alimentazione tra le antenne e le apparecchiature sono bifilari e racchiuse in una guaina metallica ermetica per impedire effetti corrosivi da parte degli agenti atmosferici; i dipoli trasmittenti e riceventi sono protetti da un involucro di vetro.

La stabilità raggiunta dal sistema trasmettitore-ricevitore è tale che risulta sufficiente una sola operazione di accordo nelle 24 ore; secondo le indicazioni di una registrazione allegata all'articolo, l'intensità del segnale ricevuto risulta di intensità sufficiente e costante durante il periodo di 24 ore intercorrente tra le due operazioni di accordo.

G. B.

TUBI ELETTRONICI.

W. D. Hershberger — **Oscillazioni armoniche nei tubi di Barkhausen-Kurz.** (Proc. I.R.E., maggio 1937, XXV, 5, pag. 564-569, con 3 fig.).

Sono riportate le caratteristiche di funzionamento di un tubo di Barkhausen a griglia oscillatoria, avente l'anodo diviso trasversalmente in tre parti. La frequenza fondamentale del tubo viene ottenuta quando la tensione anodica è applicata alla sezione centrale dell'anodo; se la tensione stessa è invece applicata ad uno dei settori estremi o ad entrambi, le oscillazioni prodotte hanno frequenza doppia della fondamentale. Dalle misure eseguite dall'autore non risulta verificata la legge secondo cui sarebbe costante il rapporto tra la lunghezza d'onda prodotta e la lunghezza del filo con cui è avvolta la griglia.

G. B.

LIBRI E PUBBLICAZIONI

W. SCHWERDTFEGER. — *Elektrische Messtechnik* I. *Gleichstrommesstechnik*. — C. F. Winter'sche Verlagshandlung, Leipzig, 1937. — Un volume di IV-199 pagine, con 126 figure. — Prezzo R.M. 6,90.

Questo libro, di modeste proporzioni, tratta delle misure con corrente continua, non come un vero e proprio trattato, ma come una guida ed un promemoria per chi si interessi delle misure stesse più sotto l'aspetto della loro pratica esecuzione, che dal punto di vista teorico o di studio.

Richiamati succintamente i metodi di misura e le definizioni delle grandezze e delle unità, fatta una breve e semplice descrizione degli apparecchi, l'attenzione viene fermata in modo particolare sulla scelta del metodo più appropriato per ogni determinato scopo e sui valori da assegnare alle varie caratteristiche del circuito, poi sull'ordine di grandezza dell'errore che si può commettere nella misura.

Il libro descrive i campioni di f. e. m., di resistenza, di capacità, di induzione propria e mutua; tratta poi delle misure di tensione, di corrente, di resistenza, di potenza e di energia; da ultimo accenna al problema della taratura e del controllo degli strumenti di misura, e all'impiego del galvanometro balistico.

Riteniamo che questa pubblicazione, nei casi più semplici e più frequenti della pratica, possa rendersi molto utile, risparmiando il più lungo ricorso a trattati di maggior mole. La sua consultazione è facilitata da un buon indice alfabetico. Ottima la presentazione tipografica, sia per il testo sia per le figure, in massima parte schemi e diagrammi.

P. G.

***

H. WIGGE. — *Lärm*. — M. Jänecke, Leipzig, 1936. — Un volume di 82 pagine, con 102 figure, legato. — Prezzo R.M. 3,60.

Il volume fa parte di una collezione di manualetti tecnici, ma non ha l'imprecisione e la superficialità di molte pubblicazioni siffatte. Nelle sue pagine si trova, abilmente condensata, quasi tutta l'acustica attuale per quanto concerne la misura e la riduzione dei rumori.

Il primo capitolo, in forma piana, tratta dei fondamenti dell'acustica applicata (generazione di oscillazioni meccaniche, onde sonore, trasmissione del suono) e termina con un cenno sull'anatomia dell'orecchio. Nel secondo, che è dedicato all'esposizione delle caratteristiche dei rumori, dopo avere trattato dell'acustica fisiologica (sensazione sonora, timbro, disturbi fisiologici), si definiscono le unità per la valutazione dei rumori e si descrivono gli apparecchi di misura; si dà poi un cenno delle caratteristiche dei vari rumori più frequenti. Il terzo ed ultimo capitolo è dedicato ai metodi per la riduzione dei rumori (riduzione di essi alla sorgente, metodi per impedirne od almeno diminuirne la trasmissione).

La bibliografia, scelta con senno e relativamente ricca, riporta soltanto citazioni di libri e di articoli tedeschi; in tutto il volume, del resto, non si conosce che la tecnica tedesca. La presentazione tipografica è curata.

An. Gi.

***

L. Ratheiser. — *Telefunken-Rundfunkröhren. Eigenschaften und Anwendung.* — Union Deutsche Verlagsgesellschaft, Berlin, 1937.— Un volume di 160 pagine, con 354 figure. — Prezzo R.M. 2,50

Da tempo era auspicata la comparsa di una pubblicazione relativa ai tubi riceventi di costruzione europea, che contenesse i loro dati di esercizio e le loro caratteristiche. La Telefunken, che aveva soddisfatto per la parte sua tale desiderio, curando or è circa un anno la prima edizione del presente volumetto, ne pubblica ora la seconda, migliorata e ampliata. Essa ha voluto creare qualcosa di differente da un semplice catalogo, ed ha completato la ricca descrizione dei singoli tipi di tubi con un insieme di nozioni generali tecniche, corredato da esempi numerici. Ne è nata una raccolta che ha pregi didattici, utile e attraente.

Dato il carattere principalmente divulgativo della pubblicazione, l'esposizione è semplice e pratica, pur non scostandosi dal rigore scientifico. A rendere più evidenti alcune nozioni, si riportano fotografie originali e suggestive, che arricchiscono efficacemente il corredo illustrativo. Non mancano cenni sulla tecnologia dei moderni tubi; per l'uso pratico dei singoli tipi di essi vengono posti in evidenza gli accorgimenti da tenere presenti nella scelta e nell'impiego di ciascuno.

Il libro ha un'evidente intenzione pubblicitaria, ma il suo pregio non ne è compromesso. La presentazione tipografica è curata ottimamente.

U. Bru.

INFORMAZIONI E NOTIZIE

Borse di studio del C. N. R. per allievi ricercatori elettrotecnici. — Il Comitato per l'Ingegneria (Reparto Elettrotecnico) del C.N.R. mette a concorso tre borse di studio per allievi ricercatori, che intendano avviarsi al lavoro sperimentale nel campo dell'elettrotecnica in un laboratorio universitario italiano.

Le proposte di assegnazione delle borse, in carta libera, debbono essere formulate ciascuna da un Direttore di laboratorio universitario od equiparato (di elettrotecnica o di scienze affini) ed inviate alla Segreteria del Comitato per l'Ingegneria del C.N.R. (Roma, Piazzale delle Scienze, Palazzo del C.N.R.) entro il 31 gennaio 1938-XVI. Nella proposta il Direttore di laboratorio indica il nome dell'allievo ricercatore, a cui la borsa dovrebbe concedersi, i suoi titoli di studio, la data da cui l'assegnazione dovrebbe decorrere e l'indirizzo di massima del lavoro da intraprendere.

La concessione della borsa comporta la liquidazione di lire 540 lorde mensili, da effettuarsi a favore dell'assegnatario fino ad un massimo complessivo di lire 5400 (durata della borsa 10 mesi), oltre ad un premio di lire 1000 da concedersi al termine del periodo di 10 mesi, se impiegato dall'assegnatario in modo ben rispondente ai fini della borsa.

La liquidazione avviene per bimestri posticipati in seguito a dichiarazione favorevole del Direttore di laboratorio proponente. Essa è subordinata altresì alla dichiarazione, da parte dell'assegnatario, di non percepire per nessun titolo altri compensi e di dedicare la propria attività professionale esclusivamente al lavoro di ricerca.

La liquidazione dell'assegno cessa, anche prima del termine di 10 mesi, se per qualunque motivo cessano di essere soddisfatte le condizioni predette, o se l'assegnatario vi rinuncia, o se il Direttore ne fa proposta per insufficenza di attitudini o di buona volontà, dimostrata dall'allievo.

Sull'assegnazione delle borse deciderà entro il febbraio 1938-XVI il Comitato per l'Ingegneria del C.N.R.

Re.

***

Corso di perfezionamento in Radiotecnica. — Il R. Politecnico di Milano comunica che sono aperte le iscrizioni alla Sezione Radiotecnica del Corso di perfezionamento per Ingegneri Elettricisti, diretta dal prof. F. Lori.

Le lezioni avranno inizio il 10 gennaio 1938 e termineranno il 10 giugno 1938. Gli esami seguiranno durante le sessioni ordinarie del R. Politecnico, e consisteranno in un'unica prova vertente sul gruppo delle materie di insegnamento.

Alla Sezione possono essere ammessi i laureati in ingegneria e, in via transitoria, i laureati in fisica, che ne facciano domanda al Direttore del Politecnico entro il 31 gennaio 1938, allegando i documenti richiesti.

Gli ammessi devono pagare: tassa di iscrizione, L. 500; sopratassa d'esame, L. 50; contributo per le opere sportive ed assistenziali, L. 25; premi di assicurazione contro gli infortuni, L. 15; tessera di riconoscimento, L. 10. Saranno corrisposti due premi di L. 500 ciascuno ai migliori allievi che avranno superato entro la sessione estiva od autunnale l'esame finale con la votazione di almeno 90/100.

È aperto il concorso per due posti di allievo interno. Gli allievi devono iscriversi alla Sezione e frequentare il laboratorio con orario normale (dalle 9 alle 12 e dalle 14 alle 18, tutti i giorni feriali, escluso il pomeriggio del sabato) dal 10 gennaio a tutto il 31 dicembre 1938, esclusi i mesi di agosto e settembre. Essi devono — dopo un periodo di tirocinio — partecipare all'attività normale del laboratorio e dedicarsi, sotto la guida del personale insegnante, allo studio di qualche problema teorico-sperimentale sul quale faranno un'ampia relazione. Agli allievi interni viene corrisposto un assegno di L. 6000 suddiviso in dodici mensilità posticipate.

Coloro che desiderano concorrere ai due posti di interno della Sezione devono presentare domanda al Direttore del Politecnico entro il 31 gennaio 1938, allegando i titoli atti a comprovare la loro preparazione. La scelta fra gli aspiranti sarà fatta dalla Direzione del Politecnico in base ai titoli di studio presentati, e con preferenza a suo insindacabile giudizio, a parità di titoli, per gli ingegneri laureati presso il Politecnico di Milano (Sezione Elettricisti).

Per l'iscrizione e per ulteriori chiarimenti ci si rivolga alla Segreteria del R. Politecnico.

Le lezioni verteranno sui seguenti argomenti:

a) Insegnamenti generali:

Fondamenti scientifici di radiotecnica (prof. F. Lori);

Complementi di radiotecnica (prof. F. Vecchiacchi): 1ª parte - Introduzione allo studio delle alte frequenze; 2ª parte - Tubi elettronici; 3ª parte - Onde elettromagnetiche; 4ª parte - Comunicazioni senza filo.

b) Insegnamenti monografici:

Misure radiotecniche (prof. M. Boella);
Tecnica dei tubi elettronici (prof. L. Piatti);
Ricevitori radiofonici (ing. G. Cocci);
Tecnologia delle alte frequenze (ing. G. Bozzi);
Trasmissione delle immagini e televisione (ing. L. Pajetta);
Quadripoli e filtri (ing. R. Sartori);
Antenne e propagazione (ing. R. Sartori).

Saranno inoltre tenute da autorevoli specialisti conferenze su argomenti vari, relativi alla tecnica delle comunicazioni elettriche.

Re.

Vol. VII - N. 1 Gennaio 1938-XVI

ALTA FREQUENZA

SOMMAIRE

Vol. VII - N. 1 Gennaio 1938-XVI

ALTA FREQUENZA

CONTENTS

Vol. VII - N. 1 Gennaio 1938-XVI

ALTA FREQUENZA

INHALT

ING. R. SAN NICOLÒ, *Direttore responsabile*

6905 - A. P. E. - Arti Poligrafiche Editrici - TORINO, Via Menabrea 9

PUBBLICAZIONI DELL' A. E. I.

L'ELETTROTECNICA - Periodico quindicinale.
Giornale ed atti dell'A. E. I. (si pubblica il 10 e il 25 di ogni mese).

Annate arretrate	cad.	L. 100.—
Abbonamento: per il regno		» 120.—
per l'estero		» 180.—
Un numero separato: per il Regno		» 6.—
per l'Estero		» 8.—

ALTA FREQUENZA - Periodico mensile.
Rivista di Radiotecnica, Telefonia e Acustica applicata.

Annata 1932		L. 30.—
Annate 1933-34-35-36-37	cad.	» 40.—
Abbonamento 1938		» 50.—
	per i Soci AEI e SIF	» 40.—
Un numero separato		» 6.—

ANNUARIO A. E. I. - N. 1 (Gennaio) - Elenco Soci - Pubblicazioni . Prezzo L. 3.— gratis ai Soci
N. 2 (Luglio) - Repertorio Elettrotecnico - Variazioni al N. 1 . Prezzo L. 3.— gratis ai Soci

NORME DEL C. E. I.

Norme **Lampade** Elettriche - **Linee** aeree (Cap. III Norme impianti)	Prezzo	L. 3.—
	per i Soci	» 2.—
Norme **Cavi** isolati in carta - **Conduttori** isolati in gomma - **Conduttori** in rame nudo - **Contatori** monofasi - **Impianti** elettromedicali - **Impianti** teatri - **Interruttori** - **Isolatori** in porcellana - **Isolatori** in vetro - **Linee** aeree di contatto - **Motori** primi idraulici - **Motori** trazione - **Olii** - **Protezione** radioaudizioni - **Raddrizzatori** a vapori di mercurio - **Trasformatori** di misura - **Tubi** elettronici	Prezzo di ciascun fascicolo	L. 4.50
	per i Soci	» 3.—
Norme **Impianti** Elettrici		» 6.—
	per i Soci	» 4.—
Norme **Macchine** Elettriche - **Impianti** di bordo	Prezzo di ciascun fascicolo	L. 9.—
	per i Soci	» 6.—

Raccolta completa Norme sconto del 10% sui prezzi esposti.

STATISTICA DEGLI IMPIANTI ELETTRICI IN ITALIA.

Vol. I. - Dati elettrotecnici sulle distribuzioni di energia elettrica nei Comuni, Impero e Colonie d'Italia (IV edizione)		L. 9.—
Vol. II. - Elenco delle **Centrali** di produzione di energia elettrica	Prezzo ridotto	» 100.—
	per i Soci	» 60.—

RENDICONTI DELLE RIUNIONI ANNUALI.
Prima Serie (Estratti della Rivista « L'Elettrotecnica »):

Vol. I. 1922 - Milano: **Produzione e distribuzione dell'energia elettrica.**
Vol. II. 1923 - Venezia: **Applicazioni dell'energia elettrica.**
Vol. III. 1924 - La Spezia: **La illuminazione elettrica e l'inerente distribuzione dell'energia.**
Vol. IV. 1925 - Napoli: I. **Conversioni di forma dell'energia elettrica.** - II. **Mezzi per assicurare la continuità del servizio degli impianti elettrici.**
Vol. V. 1926 - Brescia: (esaurito).
Vol. VI. 1927 - Como: (esaurito).

Prezzo dei Volumi della Prima Serie		L. 30.—
	per i Soci	L. 10.—

Nuova Serie (non pubblicati sulla Rivista « L'Elettrotecnica »):

Vol. I. 1928 - Genova: I. **Trazione elettrica ferroviaria e tranviaria.** - II. **Propulsione elettrica navale**		L. 60.—
	per i Soci	» 32.—
Vol. II. 1929 - Pescara-Francavilla a Mare: I. **Elettroagricoltura.** - II. **Elettrotermica.** - III. **Elettrochimica**		» 55.—
	per i Soci	» 32.—
Vol. III. 1930 - Trieste: (esaurito).		
Vol. IV. 1931 - Perugia: **Sottostazioni di trasformazione di energia elettrica**		» 75.—
	per i Soci	» 32.—
Vol. V. 1932 - Firenze: I. **Correnti joniche ed elettroniche. Nuove applicazioni industriali.** - **Applicazioni elettroagricole** (**Diagrammi di consumo**)		» 60.—
	per i Soci	» 32.—
Vol. VI. 1933 - Sorrento: **Materiali impiegati nelle costruzioni ed applicazioni elettriche**		» 40.—
	per i Soci	» 32.—
Vol. VII. 1934 - Gardone: **Perturbazioni nel funzionamento degli Impianti Elettrici**		» 40.—
	per i Soci	» 32.—
Vol. VIII. 1935 - Santa Margherita Ligure: **Misure** (in 3 fascicoli) opera completa		» 45.—
	per i Soci	» 32.—
Per fascicolo separato		» 20.—
	per i Soci	» 15.—
Vol. IX. 1936 - Roma: **Radioricevitori.** - **Comunicazioni su filo** - **Centrali idroelettriche**		» 75.—
	per i Soci	» 60.—

☛ Per acquisti rivolgersi all' **Ufficio Centrale dell'A. E. I.**
Via San Paolo, 10 — MILANO (2/2)

I VERSAMENTI possono essere eseguiti a mezzo posta giro al N. 3 1189 su Milano

Vol. VII - N. 2 (PUBBLICAZIONE MENSILE) FEBBRAIO 1938 - XVI

ALTA FREQUENZA

RIVISTA DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

SOTTO IL PATROCINIO

DEL CONSIGLIO NAZIONALE DELLE RICERCHE
DELL'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
DELLA SOCIETÀ ITALIANA DI FISICA







ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
MILANO (2/2) - VIA SAN PAOLO, N. 10

SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE

A.F. VII-2 FEB. 1938

VOL. VII FEBBRAIO 1938-XVI N. 2

ALTA FREQUENZA

RIVISTA DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

Edita dall'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
Redazione: Torino (116), Corso Massimo d'Azeglio, 42. *Amministrazione:* Milano (2/2), Via S. Paolo, 10. *Ufficio Pubblicità:* Milano (2/2), Via S. Paolo, 10.

È gradita la collaborazione dei lettori. Gli scritti dei singoli Autori non impegnano la Redazione e quelli della Redazione non impegnano il Comitato Direttivo. I manoscritti non si restituiscono.

ABBONAMENTO ANNUO . . . L. 50
PER I SOCI A.E.I. O S.I.F. » 40
UN NUMERO SEPARATO . . » 6

ANNATE ARRETRATE (FINCHÈ DISPONIBILI)
I (1932) L. 30; II (1933), III (1934), IV (1935), V (1936), VI (1937) L. 40 CIASCUNA

SOMMARIO

Vol. VII Febbraio 1938-XVI N. 2

ALTA FREQUENZA



Apparecchi logaritmici.

In questi ultimi anni sono venuti diffondendosi nella tecnica delle comunicazioni elettriche e più particolarmente nel campo dell'elettroacustica gli apparecchi così detti « indicatori di livello » o « voltmetri logaritmici ». Tale diffusione è stata sollecitata dalla convenienza riconosciuta di adoperare scale logaritmiche; l'hanno favorita, fra altri molteplici motivi, l'accettazione (sia pure con riserva ed in via approssimata) della legge psicofisica di Weber-Fechner, che assume come logaritmica la dipendenza dell'entità della sensazione da quella dello stimolo, l'importanza ognora crescente dello studio dei fenomeni ad andamento esponenziale, la comodità di poter prendere in considerazione gamme vastissime di valori, adoperando sempre numeri maneggevoli, dello stesso ordine di grandezza.

Per la più gran parte i voltmetri logaritmici costruiti fino ad oggi consistono in amplificatori accoppiati ad un voltmetro finale: la caratteristica logaritmica viene loro conferita, utilizzando la tensione (o la corrente) all'uscita dell'amplificatore per regolare l'entrata in modo tale da conseguire il risultato voluto; essi rappresentano quindi un caso particolare di quegli amplificatori con reazione, che possono considerarsi come un tema di attualità e di cui ci si è occupati anche nella nostra rivista ripetutamente.

Per ottenere la caratteristica desiderata si è spesso fatto ricorso a veri e propri potenziometri logaritmici o ad attenuatori, regolati dalla tensione di uscita, secondo disposizioni svariate, taluna anche molto ingegnosa. A tal genere di apparecchi è fino ad oggi andata la maggior fiducia,

per la costanza e l'inalterabilità di comportamento che essi offrono. Non sono per altro mancati i tentativi di costruire voltmetri logaritmici ricorrendo a tubi con caratteristica esponenziale: la prontezza di strumenti siffatti nel seguire le variazioni della grandezza da misurare, poichè non è legata ad elementi di carattere meccanico, vi deve risultare assai maggiore. Ma anche per essi (escluso qualche tipo specialissimo, che va incontro ad inconvenienti di altra natura) la regolazione non è istantanea o quasi, come si potrebbe in un primo momento pensare, per il ritardo frapposto dal filtro che inevitabilmente si viene a trovare nell'organo destinato alla regolazione stessa. Altro dubbio che sorge a proposito del loro uso pratico, è la costanza delle caratteristiche dei tubi; ciò che non è per altro ostacolo insormontabile e con un po' di cura può essere superato.

Il registratore logaritmico, dovuto all'ingegnere HUGONY e da lui descritto nel presente fascicolo, ovvia agli inconvenienti qui brevemente segnalati e più accuratamente e compiutamente esaminati dall'autore. L'attuazione di tale voltmetro appare per molti aspetti felice e geniale, sì che riteniamo, che esso costituisca un vero progresso. Soprattutto interessanti si possono prevedere i servigi che renderà nell'acustica architettonica per la valutazione di tempi di riverberazione molto piccoli, contribuendo così all'affinamento delle misure in questo campo tanto promettente.

Collaborazione di scienza e tecnica.

Chi vive in un laboratorio scientifico e conosce per consuetudine l'opera che vi si svolge, sa bene in quante occasioni sia utile che per il progresso delle ricerche in corso ci si possa valere dell'esperienza e dei mezzi di cui molte industrie dispongono. Questa collaborazione tra scienza e tecnica, resa più facile all'estero per il fatto che molti dei più grandi laboratori sono al servizio di organismi industriali, era stata fino a qualche tempo fa non molto diffusa in Italia. Ora anche presso di noi è in atto una più profonda e intima azione comune di queste due grandi forze, ciascuna delle quali, dalla conoscenza dei problemi dell'altra, dall'unione e dalla collaborazione di persone aventi abito mentale e tipo di cultura necessariamente diversi, può trarre vantaggi considerevoli.

Un esempio di tali risultati è offerto dall'apparecchio che viene descritto dal dottore FUBINI-GHIRON. Ideato per lo scopo puramente scientifico della misura di frequenze con elevata precisione, il nuovo filtro elettromeccanico ha potuto ricevere, dopo essere stato attuato presso

l'Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris in via sperimentale, una forma costruttiva pratica e comoda, mercè l'intervento di una ditta industriale — la Società Istrumenti di Misura C. G. S. di Monza — e il cortese interessamento dei tecnici di essa.

In questo caso l'industria ha, con un senso di generosa comprensione, lavorato senz'utile immediato in pro di una ricerca particolare. Gl'istituti scientifici dal canto loro sono lieti ogni qual volta ricevano richieste di collaborazione da parte degli enti industriali. Anche attualmente sono in corso, presso taluno dei nostri laboratori, studi e prove sperimentali per risolvere problemi riguardanti direttamente le applicazioni tecniche. È da prevedere — ed è da augurarsi — che tale comunanza di attività continui a fiorire e si sviluppi ulteriormente: i frutti sono già copiosi e ancor più lo saranno nell'avvenire.

LA REDAZIONE.

REGISTRATORE LOGARITMICO RAPIDO

AUGUSTO HUGONY

I voltmetri logaritmici hanno una importanza notevolissima nell'elettroacustica sperimentale; di essi esistono già numerosi tipi, ma il loro campo di variazione e la loro velocità di registrazione sono ancora insufficienti per molte misure. Così nello studio degli strumenti musicali interessa spesso estendere la registrazione ad intensità sonore corrispondenti ad 80 phon e più, e nelle moderne esperienze di acustica architettonica, su modelli, adoperando frequenze elevate e addirittura ultrasuoni, è necessario misurare tempi di riverberazione inferiori al decimo di secondo.

Dopo avere analizzato il funzionamento dei voltmetri logaritmici, e in particolare di quelli con tubi elettronici a pendenza variabile, si descrive un nuovo tipo di registratore rapidissimo, attuato con un amplificatore a onda portante autoregolato, e con un modulatore controfase semisimmetrico.

I. - Generalità sui voltmetri logaritmici.

1. - Per gli scopi dell'elettroacustica e della telefonia, come è ben noto, è molto più conveniente adoperare, invece degli abituali sistemi di riferimento lineari, sistemi logaritmici: le unità più generalmente usate sono il decibel e il neper.

Si comprende quindi l'importanza pratica di strumenti di misura direttamente tarati con queste scale. La loro attuazione non offre eccessive difficoltà fino a che la grandezza da misurare varia in campo non troppo esteso, ad esempio fino a rapporti di circa cento ad uno.

Se si tratta di una corrente elettrica, caso a cui quasi sempre ci si riduce in definitiva nelle misure, si ottiene facilmente, con adatta conformazione dei poli magnetici, di ridurre a logaritmica la scala dei comuni strumenti elettrodinamici. Per rapporti superiori a 40 decibel la lettura diretta sarebbe piuttosto imprecisa, ma si può invece estendere il campo mediante un'opportuna commutazione.

Le difficoltà aumentano, quando non si tratta di effettuare soltanto una misura, ma si vuole registrare in scala logaritmica lo svolgersi di un fenomeno, talvolta rapido; procedimento impiegato, ad esempio, per

la misura dei tempi di riverberazione, e che appare assai interessante nello studio dei fenomeni transitori degli altoparlanti e degli strumenti musicali. In tal caso, anzi, è assai utile la registrazione del fenomeno in unità di sensazione sonora, cioè in phon, che sono pure unità logaritmiche.

2. - I registratori logaritmici, finora costruiti, sono molto numerosi. Tra quelli a regolazione meccanica si ricordano i registratori tedeschi di Meyer-Keidel (1) e di von Braunmühl (2), e quello americano di Stanton-Tweeddale (3).

Tutti questi apparecchi impiegano, all'entrata di un amplificatore a tubi elettronici, un potenziometro opportunamente suddiviso, il cui cursore si sposta verso il minimo per effetto delle correnti amplificate, e quindi al crescere delle tensioni da misurare. Nell'apparecchio di Meyer-Keidel il potenziometro è a liquido, per diminuire l'attrito ed aumentare quindi la velocità di registrazione, che risulta di 600 decibel al secondo circa.

In altri tipi di voltmetri logaritmici la legge desiderata è stata ottenuta mediante tubi elettronici a pendenza variabile; con tali procedimenti Ballantine (4) in America ha costruito un apparecchio capace di seguire variazioni di 400 decibel al secondo, e recentemente il Lübke (5) in Germania un voltmetro logaritmico per variazioni di 750 decibel al secondo.



3. - Può essere opportuno precisare che cosa debba intendersi per rappresentazione in coordinata logaritmica. Si consideri una funzione $y = f(x)$ relativa ad un certo fenomeno; la rappresentazione logaritmica, dal punto di vista analitico, corrisponde a scegliere come coordinate x e $z = \log y$. Ciò non ha però sempre significato fisico. Infatti, nel caso importante in pratica nel quale sia

$$y = Y \operatorname{sen} \omega t \text{ (ovvero } y = Ye^{-at} \operatorname{sen} \omega t, \text{ e simili)},$$

z dovrebbe variare, comunque si scelga l'unità per Y, anche nel campo immaginario.

È per altro vero che, molto spesso, occorre rappresentare in coordinata logaritmica soltanto una grandezza che caratterizza il fenomeno nel suo insieme, grandezza che si mantiene sempre positiva, e di cui interessa la variazione solo a partire da un certo valore che si può assumere come unità. Così nel caso delle grandezze sinoidali — per esempio, di una corrente elettrica — può essere utile conoscere in coordinata logaritmica come varia nel tempo (lentamente rispetto al periodo, s'intende) l'ampiezza, ed è superfluo registrare i valori istantanei, il cui andamento è già noto.

(1) E. MEYER u. L. KEIDEL: E.N.T., 1935, XII, p. 37.
(2) H. J. von BRAUNMUEHL u. W. WEBER: E.N.T., 1935, XII, p. 223.
(3) G. T. STANTON a. J. E. TWEEDDALE: J.A.S.A., 1932, III, p. 371.
(4) S. BALLANTINE: J.A.S.A., 1933, V, p. 10.
(5) W. HOLLE u. E. LUEBKE: H. F. Techn. u. El. Ak., 1936, XLVIII, p. 41.

Tuttavia, in casi più generali, la grandezza da registrare (per esempio un rumore) ha andamento irregolare, ed allora interessa la rappresentazione logaritmica dei suoi valori istantanei. Tale rappresentazione è resa concettualmente possibile, se si impedisce che la grandezza in gioco diventi più piccola di un certo valore positivo, il che si ottiene aggiungendo un'opportuna costante; in pratica questa può essere costituita da una corrente elettrica continua, fornita da un generatore esterno, o potrebbe anche essere costituita, riprendendo il caso di una corrente sinoidale di ampiezza variabile, dalla componente continua che si ricava raddrizzandola.

I voltmetri logaritmici finora costruiti non consentono per altro l'impiego di questi accorgimenti, e non permettono quindi la registrazione dei valori istantanei di grandezze ad andamento irregolare, oltre che per l'inerzia della regolazione, relativamente grande, anche perchè non rispondono alle componenti continue delle tensioni applicate. Inoltre la loro taratura, se effettuata per valori efficaci di tensioni sinoidali, risulta inesatta per tensioni di altra forma, anche indipendentemente da quella che può essere la risposta del voltmetro alle varie frequenze.

4. - Oggetto del presente lavoro è la descrizione di un registratore logaritmico rapidissimo, per un campo fino ad 80 decibel.

Tale apparecchio, a differenza degli altri esistenti, permette la registrazione di fenomeni ad andamento qualsiasi, ad esempio di rumori. Esso è destinato a misure di acustica architettonica (in particolare alla misura dei tempi di riverberazione di modelli di sale), con onde di frequenza elevata ed anche ultrasuoni.

Prima di adottare il dispositivo che qui si descrive, furono tentate altre vie, delle quali si fa cenno, perchè sembrano suscettibili di buoni risultati. Furono presi in esame sistemi contenenti:

a) magnetron con anodo a sezione variabile, in campo magnetico uniforme, o ad anodo cilindrico e a campo magnetico non uniforme lungo l'asse;

b) lampada a bagliore a colonna mobile con contatti laterali (sonde);

c) potenziometro con singoli contatti comandati da soccorritori, il cui scatto è regolato per intensità di corrente, che differiscono di un decibel.

II. - Sistemi autoregolati e velocità di registrazione.

5. - I voltmetri logaritmici possono ridursi quasi sempre a sistemi autoregolatori indiretti [6], che utilizzano per la regolazione la grandezza d'uscita stessa. Questo è il caso importante in pratica, perchè di solito,

---

[6] Per sistemi autoregolati intendiamo quei sistemi non lineari, in cui la variazione di un elemento, per esempio di un'impedenza elettrica, avviene automaticamente e nel modo voluto per raggiungere un certo scopo. Questi sistemi si distinguono ancora in diretti ed indiretti, a seconda che la grandezza che serve per la regolazione è rica-

per la regolazione, occorrono una potenza ed una tensione dello stesso ordine di quelle necessarie per le misure.

In un amplificatore autoregolato si possono distinguere, in generale, le seguenti parti:

a) un organo che permette l'attuazione della legge desiderata;

b) un amplificatore, che fornisce la potenza e la tensione necessarie per la regolazione e le misure;

c) un raddrizzatore, che consente di ottenere dalla corrente in uscita la grandezza unidirezionale necessaria per la regolazione;

d) un organo livellatore, che permette di eliminare dalla corrente di regolazione le componenti alternative non desiderate.

Nel caso dei voltmetri ottenuti con tubi elettronici a pendenza variabile, le parti *a*), *b*) sono fuse spesso in una sola; la velocità di registrazione dipende, principalmente, dalle caratteristiche del sistema livellatore.

Per approfondire meglio la conoscenza del funzionamento di un sistema autoregolato, è bene esaminare partitamente alcuni fenomeni, che in essi si presentano:

a) oscillazioni proprie (sinoidali e di rilassamento);

b) fenomeni transitori destati dal cambiamento di regime (oscillazioni di regolazione);

c) effetti delle distorsioni causate dal sistema registrarore, sulla tensione d'uscita.

Nei comuni amplificatori autoregolati (amplificatori per microfoni in ambienti rumorosi, regolatori automatici della modulazione per trasmettitori, voltmetri logaritmici finora costruiti), la corrente fonica viene raddrizzata per ricavarne la tensione necessaria per la regolazione. A seconda che il raddrizzamento avviene per semplice o per doppia semionda, oltre la componente continua, si hanno un'oscillazione di frequenza uguale o doppia di quella dell'onda in arrivo, e le armoniche corrispondenti allo sviluppo di Fourier.

La regolazione è ottenuta effettuando un opportuno accoppiamento tra l'uscita e l'entrata dell'amplificatore; è quindi evidente la possibilità di autooscillazione del sistema. In genere l'amplificatore è a larga banda passante, per esempio, da 50 a 10 000 Hz; in assenza di raddrizzamento, la frequenza dell'autooscillazione è quindi determinata più che altro dall'angolo di trasmissione, funzione della frequenza.

L'intervento del filtro livellatore non sarebbe tuttavia trascurabile; anzi, in fondo, il sistema autoregolato può considerarsi in certo qual modo simmetrico; ciò è schematicamente indicato nella fig. 1, dove nella parte superiore è rappresentata la curva di risposta dell'amplificatore, nell'inferiore quella del filtro, per un caso ideale.

---

vata prima o dopo l'elemento variabile. Per notizie sugli amplificatori autoregolati, vedi anche:

W. Nestel: E.T.Z., 1934, LV, p. 882.

C. Otte: E.N.T., 1935, XII, p. 142.

H. Bartels u. G. Ulbricht: E.N.T., 1935, XII, p. 368.

Vi è quindi possibilità d'innesco per un'oscillazione a frequenza « alta », compresa nel campo di trasmissione dell'amplificatore, o per una a frequenza « bassa », relativa alla zona di passaggio del filtro. Considerando la frequenza più alta, l'innesco sarà evitato quando il filtro agisce in modo tale da attenuarla più di quanto essa viene ingrandita dall'amplificatore; l'innesco sulla frequenza più bassa invece è certamente evitato, se per essa il grado di amplificazione è minore di uno.

Il raddrizzamento, se per sola semionda, non altera in principio la rappresentazione del fenomeno d'innesco, dato che la frequenza fondamentale resta la stessa di quella della tensione applicata all'amplificatore;

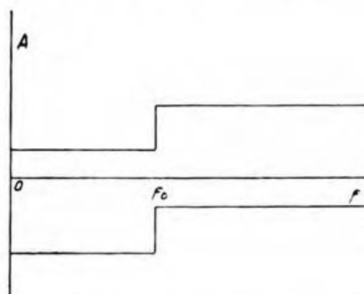


Fig. 1. — Risposta dell'amplificatore (sopra) e del filtro (sotto) per un caso ideale di amplificatore autoregolato.

ciò è anche vero per il raddrizzamento a doppia semionda, se dissimmetrico. Se invece tale raddrizzamento è simmetrico, la rappresentazione qui fatta porta a immaginare un'amplificazione con moltiplicazione di frequenza, senza autooscillazione; questa può per altro esser presente se le componenti continue di raddrizzamento, sovrapponendosi ad intervalli uguali al « tempo di circolazione » del sistema, dànno luogo nel filtro a variazioni di tensione che contengono componenti sinoidali, sincrone con le frequenze fondamentali prima considerate.

Ammesso che l'oscillazione si sia comunque iniziata, la regolazione interviene e, poichè agisce in modo da ridurre l'oscillazione, si può pensare al raggiungimento di una condizione di regime stabile. Spesso tuttavia l'aumento d'ampiezza dell'oscillazione è così rapido che il filtro è sottoposto bruscamente, oltre che alle componenti alternate di raddrizzamento, a una componente continua, che può provocarne oscillazioni proprie, capaci perfino di interrompere periodicamente l'oscillazione principale.

Oltre a questo tipo di oscillazioni si presentano spesso in pratica vere e proprie oscillazioni di rilassamento. Se gli stadi amplificatori sono molti, la genesi di tali oscillazioni è complicata e dipende dal tipo del loro accoppiamento. La somiglianza abituale del circuito elettrico dell'amplificatore autoregolato con il ben noto multivibratore, rende inutile il

diffondersi oltre in proposito. Va per altro notato che la presenza del raddrizzatore modifica in modo interessante il circuito.

Per impedire l'innesco di autooscillazioni è necessaria una filtratura efficace; e ciò vale anche per le oscillazioni di rilassamento, che sarebbero infatti quasi sempre evitate se nessuna delle componenti dei fenomeni transitori, che ne sono causa, fosse trasmessa dai circuiti anodici a quelli di griglia.

Ottenere un'efficace azione di filtro è però difficile, quando l'amplificazione è elevata. Il tempo di trasmissione dell'amplificatore è in generale trascurabile rispetto a quello del filtro, che determina quindi essenzialmente il ritardo con cui la regolazione agisce. Da questo ritardo può derivare la saturazione dell'amplificatore, ciò che risulta assai sgradevole all'ascolto.

La difficoltà di un filtramento efficace non è certo assoluta, ma va riferita all'esigenza di un pronto inizio della regolazione. In un filtro multiplo, il ritardo è la somma di quelli relativi ad ogni cellula, ed aumenta quindi con il numero di esse. Per un filtro ad una sola cellula, poichè il coefficiente di attenuazione β per un passa-basso semplice è dato da:

$$\cos \beta = 2 \left(\frac{f}{f_0} \right)^2 - 1 \quad ,$$

per ottenere una buona filtratura converrebbe porre la frequenza di taglio f_0 piuttosto bassa; ma la costante di tempo del filtro,

$$\tau = \frac{1}{2 f_0} \quad ,$$

aumenta in conseguenza. L'impiego di circuiti regolatori a ponte, cioè, se con tubi elettronici, di sistemi amplificatori controfase, nei quali le tensioni di regolazione si compensano e non vengono quindi trasmesse attraverso l'amplificatore, equivale evidentemente a una migliore separazione tra la banda passante di questo e la banda passante del filtro, con il vantaggio di non introdurre spostamenti di fase. In pratica però una compensazione per ampio tratto delle caratteristiche dei tubi, specie se esponenziali, risulta difficile.

La fedeltà di registrazione richiede che il filtro, nella banda passante, abbia fattore di trasmissione costante, e che l'angolo di trasmissione sia funzione lineare della frequenza; ciò è approssimativamente attuato da un circuito oscillatorio, di smorzamento poco minore di quello critico, quando esso è accordato su una frequenza sufficientemente bassa rispetto alla frequenza limite, o su una frequenza molto più alta.

Se si vuole calcolare per via teorica la forma della tensione d'uscita, conoscendo la tensione d'entrata E, la nota equazione d'Heaviside:

$$x(t) = \frac{d}{dt} \int_0^t h(t - \tau)\, E(\tau)\, d\tau \quad ,$$

può direttamente applicarsi soltanto quando la regolazione non alteri la linearità dell'amplificatore; in tale caso la funzione di passaggio h non

perde il suo significato, e può essere interessante calcolarla rispetto a quella in assenza di reazione.

L'equazione suddetta, sotto altra forma, è stata applicata dal Küpfmüller allo studio dei sistemi autoregolati [7]: di questi egli ha determinato le condizioni di autooscillazione, che si verificano quando il grado di regolazione, cioè il rapporto tra la variazione percentuale della grandezza d'uscita e quella d'entrata, supera un certo limite R_0 (grado di regolazione critico). Anche quando l'autooscillazione sia evitata, possono aversi oscillazioni proprie (per impulso), se si applica improvvisamente al sistema una grandezza deformatrice, o se si varia bruscamente il suo valore.

Per il fattore di smorzamento dell'oscillazione sinoidale di regolazione Küpfmüller dà la formola:

$$a = \frac{1}{Q} \log \frac{R}{R_0} ,$$

dove Q è la media aritmetica del tempo di propagazione e del tempo di passaggio [8].

Questa formula e le seguenti date dallo stesso autore sono soltanto valide, a nostro avviso, se il grado di regolazione è costante, cioè se la tensione d'uscita è funzione del tipo $Vu = C\, Ve^R$ della tensione d'entrata. Ciò, in principio, perchè l'equazione d'Heaviside già citata (o le altre sue forme) è applicabile direttamente solo ai sistemi lineari [9], e, con riferimento alla atttrazione analitica del Küpfmüller, perchè solo allora è lecito portare R a moltiplicatore di un integrale.

Ci sembra interessante osservare che, se si passa alle condizioni di regime mediante un'oscillazione sinoidale smorzata, il tempo necessario per raggiungere l'equilibrio è approssimativamente funzione logaritmica della tensione in entrata.

Sia infatti A l'ampiezza della prima oscillazione; dopo N oscillazioni l'ampiezza sarà: $p = A\, e^{-N\delta}$, essendo δ il decremento. Sia p un valore abbastanza piccolo, così che si possa ritenere raggiunta la posizione di regime. Esso dipende solo dal campo di variazione coperto dall'apparecchio registratore: è una specie di soglia, e può assumersi come unità. Dall'equazione superiore si ricava $N = \frac{1}{\delta} \log \frac{A}{p}$, e quindi il tempo necessario al raggiungimento della posizione di regime è:

(7) K. Kuepfmueller: E.N.T., 1928, V, p. 459.

(8) Se si applica a un dato istante una tensione ai morsetti di un quadripolo, prima che possa notarsi una tensione ai morsetti d'uscita, intercorre in generale un certo tempo, che chiamiamo tempo di propagazione (*Laufzeit*). Il tempo che è ancora necessario perchè la tensione d'uscita raggiunga il valore considerato di regime, è il tempo di passaggio (*Uebergangszeit*); e il tempo totale intercorso tra l'applicazione della tensione ai morsetti d'entrata del quadripolo e il raggiungimento della tensione di regime in uscita, è il tempo di trasmissione (*Uebertragungszeit*).

(9) Per l'applicazione ai sistemi non lineari, vedi:
J. R. Carson: Phys. Rev., 1921, XVII, p. 116.

$$t_0 = N\,T = \frac{T}{\delta}\log\frac{A}{p} = \frac{1}{\alpha}\log\frac{A}{p}\;.$$

Nel caso di un amplificatore autoregolato, A può identificarsi con la tensione in entrata, perchè all'inizio la regolazione non agisce, e quindi, a parte distorsioni di saturazione, la tensione in uscita raggiunge il valore corrispondente all'amplificazione normale, rispetto al quale il valore di regime è spesso trascurabile. Il fattore di smorzamento α non è però rigorosamente costante.

Il fatto che il tempo necessario per la regolazione è approssimativamente proporzionale al logaritmo della tensione d'entrata, ci sembra possa valere in certo qual modo a spiegare la notazione di decibel al secondo scelta da vari autori per esprimere la « velocità di regolazione », senza che alcuna giustificazione ne sia accennata.

Finora abbiamo considerato il caso dell'amplificazione diretta, in cui si ha un amplificatore per frequenze acustiche comprese tra f_1 e f_2, e un filtro con frequenza limite f_0.

Come abbiamo visto, per evitare oscillazioni parassite del sistema è necessario un filtramento efficace, e questo richiede che sia $f_0 \ll f_1$, mentre per l'altra esigenza di una elevata velocità di registrazione, ovvero di una piccola costante di tempo, deve essere f_0 molto grande. Queste due condizioni sono soddisfatte dal sistema d'amplificazione da noi scelto, che è con onda portante ad alta frequenza. In questo caso le correnti modulatrici che vengono più o meno direttamente adoperate per la regolazione, possono venire facilmente separate dall'onda portante, anzi dalle varie componenti che si formano dopo il raddrizzamento. Per altro, un voltmetro di questo tipo, a caratteristica logaritmica per tensioni di frequenza alta e comprese in una ristretta banda, può essere impiegato per misure a frequenza acustica, soltanto se lo si fa precedere da un dispositivo capace di far corrispondere ai valori della tensione a frequenza acustica da registrare, valori proporzionali della tensione ad alta frequenza dell'onda portante.

L'uso di un'onda portante permette di amplificare anche le componenti continue di modulazione, e consente il vantaggio che, pure con larghe bande passanti, si ottengano, per il carico anodico dei tubi, valori maggiori di quelli possibili per l'amplificazione diretta a resistenza e capacità.

La frequenza limite da scegliersi dipende dal genere delle misure; è possibile invero, adottando una frequenza portante sufficientemente alta, lasciar passare attraverso il filtro tutte le frequenze della tensione modulatrice, che risulta così registrata logaritmicamente, pur rimanendo invece evitati gli inneschi, perchè l'amplificatore non agisce per le frequenze di modulazione.

III. - Caratteristiche generali dei voltmetri logaritmici a tubi.

6. - I voltmetri logaritmici a tubi sono sostanzialmente amplificatori con tubi elettronici, la cui pendenza varia rapidamente in funzione della

tensione di griglia. Poichè la tensione necessaria per la regolazione dei tubi è dell'ordine di grandezza di quella desiderata in uscita, si cerca naturalmente di utilizzare questa stessa allo scopo, ricorrendo ad una retroazione.

I voltmetri logaritmici con tubi elettronici presentano uno svantaggio rispetto ai sistemi meccanici che riducono subito la tensione all'entrata dell'amplificatore, e cioè, la tensione massima che può loro applicarsi è limitata, perchè altrimenti si producono armoniche e, anche alle alte frequenze dove esse non disturbano troppo, dovrebbe tenersi conto di una pendenza media, che varia con legge tutt'affatto diversa da quella della pendenza che si ha naturalmente in ogni punto di lavoro.

Questo fatto riduce il campo di variazione possibile, perchè la tensione minima in entrata è limitata dall'effetto granulare fluttuante dell'emissione elettronica nel primo tubo (« *Schroteffekt* »), e comporta un aumento dell'amplificazione necessaria.

L'equazione a cui, in teoria, dovrebbe soddisfare la caratteristica del tubo a pendenza variabile, si determina facilmente; scriviamo il sistema:

$$V_u = s K V_e$$
$$s = \varphi (V_g) ,$$

dove sono s la pendenza statica, K il coefficiente di proporzionalità [10], V_g la tensione base di griglia, V_e la tensione alternativa in entrata, V_u la tensione alternativa in uscita; e dove la prima relazione è l'equazione dell'amplificatore, la seconda quella del tubo.

Questo sistema è determinato mediante due altre equazioni indipendenti. Se ne ottiene subito una ponendo, come è comodo per la pratica attuazione, V_g proporzionale a V_u:

$$V_g = c_3 V_u ;$$

la seconda equazione viene fornita dalle condizioni del problema:

$$V_u = c_1 \log c_2 V_e .$$

Si ricava:

$$s = c_4 V_g e^{-c_5 V_g} ,$$

con:

$$c_4 = \frac{c_2}{c_3 K} , \qquad c_5 = \frac{1}{c_1 c_3} ,$$

e quindi:

$$I_a = \int_0^{V_g} s \, d V_g = \int_0^{V_g} c_4 V_g e^{-c_5 V_g} d V_g = -\frac{c_4}{c_5} \int_0^{V_g} V_g d \left(e^{-c_5 V_g}\right) .$$

Integrando per parti:

$$I_a = -\frac{c_4}{c_5} e^{-c_5 V_g} \left(\frac{1}{c_5} + V_g\right) + \text{costante} ,$$

[10] K ha le dimensioni di una resistenza elettrica. In K non è compreso soltanto, in generale, il carico nel circuito anodico del tubo, bensì un coefficiente numerico che esprime il rapporto tra pendenza di lavoro e pendenza statica, cioè $R_i/(R_i + R_a)$.

equazione della caratteristica del tubo teoricamente adatto per un amplificatore logaritmico.

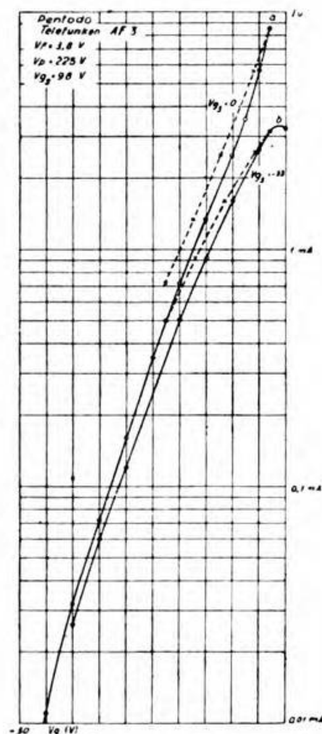


Figura 2.

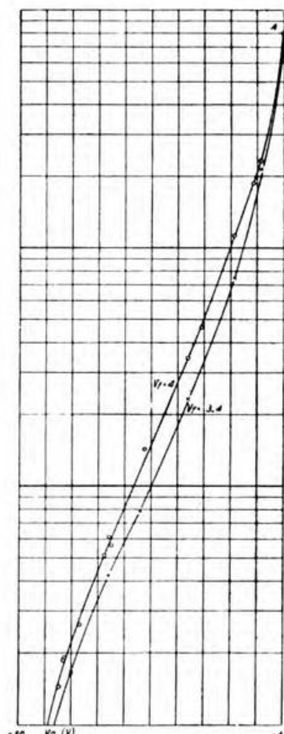


Figura 3.

Fig. 2. — Caratteristiche statiche del pentodo TeAF3 per due diversi valori della tensione base della griglia di soppressione.

Fig. 3. — Caratteristiche di pendenza del pentodo TeAF3 per due diversi valori della tensione di filamento.

I tubi a pendenza variabile, che si trovano in commercio, sono invece studiati sotto il punto di vista della distorsione costante e della massima variazione di pendenza (11), il che porta ad un'equazione leggermente diversa. Ne segue che la caratteristica dei tubi normali è utilizzabile per la costruzione di un voltmetro logaritmico soltanto in un piccolo tratto.

Affinchè la regolazione abbia inizio, si richiede un minimo valore di tensione in uscita; fino a che non si è raggiunto quel valore, l'amplificatore è lineare. Poichè per nessun valore finito della tensione d'entrata l'amplificazione è nulla, la distribuzione logaritmica comincerà da un

(11) K. WILHELM: Telefunken-Röhre, 1934, 2, p. 77.

certo valore V_{uo} della funzione $V_u = f(V_e)$; con opportuno dispositivo si potrà sempre annullare la tensione d'uscita fino a quando non si ottenga il valore V_{uo}.

Analiticamente può anche mostrarsi come, fissati gli intervalli di variazione di V_e e di V_u, non si abbia in genere continuità nel passaggio dall'amplificazione lineare a quella logaritmica; ciò non ha importanza alcuna in pratica.

Tra i tubi a pendenza variabile del mercato tedesco, il pentodo Telefunken AF3 è quello la cui caratteristica, riportata in fig 2 (curva *a*), segue meglio la legge esponenziale, per tratti corrispondenti a variazioni di pendenza di 20 ÷ 25 decibel. La scelta, per la placca e per lo schermo, di tensioni diverse da quelle indicate non offre vantaggi sensibili.

In una ricerca preliminare abbiamo voluto stabilire quale costanza di taratura fosse da attendersi per un voltmetro logaritmico attuato con tubi esponenziali.

Dal punto di vista teorico, posto come prima:

$$V_u = k\, s\, V_e \quad \text{(equazione dell'amplificatore)}$$
$$V_g = c_3\, V_u \quad \text{(equazione della retroazione)}\ ,$$

e:

$$s = K_1\, e^{K_2 V_g} \quad \text{(equazione del tubo esponenziale)}\ ,$$

si ha:

$$s = K_1\, e^{K_2 c_3 V_u}\ .$$

Ammettendo che la causa di divario più importante sia la variazione dell'emissione nel tempo, essa si ripercuote nella taratura per effetto della variazione dei coefficienti K_2 e c_3.

La variazione della tensione di uscita per effetto della variazione di questi parametri può scriversi:

$$\Delta V_u = K\, V_e\, \Delta s = K\, V_e\, K_1\, V_u\, e^{K_2 c_3 V_u}\, (K_2\, \delta c_3 + c_3\, \delta K_2)\ .$$

L'errore relativo è:

$$\varepsilon = \frac{\Delta V_u}{V_u} = K\, K_1\, V_e\, e^{K_2 c_3 V_u}\, (K_2\, \delta c_3 + c_3\, \delta K_2)\ .$$

Esso dipende quindi linearmente dalle modificazioni del sistema, e cresce con la tensione d'uscita. La variazione di K_2 ha su questa un effetto molto minore che non sulla pendenza e sulla corrente anodica; la variazione di K_2 può inoltre essere più o meno compensata dalle variazioni di c_3, poichè, come si vede subito, questi coefficienti hanno segno contrario.

La fig. 3 mostra le caratteristiche d'amplificazione del pentodo AF3, ricavate sperimentalmente per tensioni di riscaldamento di 3,4 e 4 volt; esse corrispondono anche alle caratteristiche di pendenza, poichè il carico anodico era assai basso rispetto alla resistenza interna del tubo. La variazione percentuale di amplificazione, relativa alle due condizioni d'accensione, è riportata in fig. 4, in funzione della tensione base di griglia. Si vede come, nel tratto esponenziale, la variazione della pendenza sia

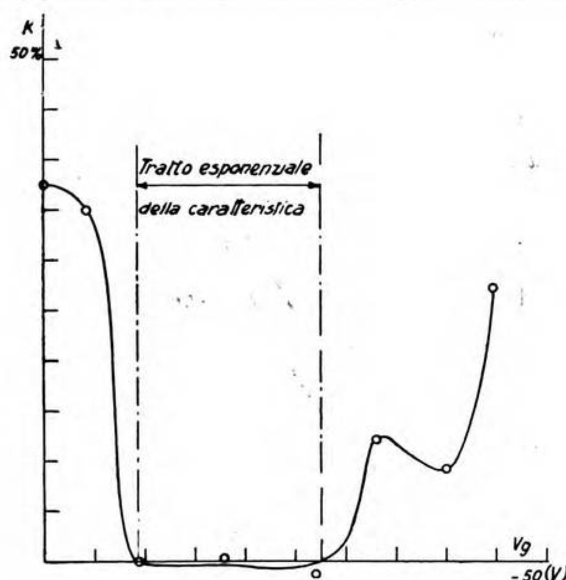


Fig. 4. — Variazione percentuale di pendenza per il pentodo TeAF3 per le due condizioni d'accensione cui si riferisce la fig. 3.

trascurabile; al di fuori di esso si raggiunge una differenza massima del 37 %.

Accettando ancora l'ipotesi approssimativa della caratteristica esponenziale, si ha dunque, secondo le considerazioni teoriche precedenti, che la differenza massima per l'amplificazione è solo del 2 %. Si può concludere che l'impiego di tubi esponenziali in un voltmetro logaritmico presenta sufficienti garanzie di costanza nel tempo.

IV. - Voltmetro logaritmico a un solo tubo per 80 decibel.

7. - In base a quanto è stato prima esposto, si è attuato un tipo di voltmetro logaritmico ad amplificazione diretta per un campo di 80 decibel, con un unico pentodo AF3 e un tubo a griglia schermo RENS 1204, quale raddrizzatore anodico.

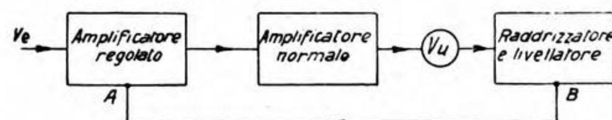


Fig. 5. — Schema di principio di un amplificatore autoregolato.

Il funzionamento risulta dallo schema di principio di un sistema autoregolato (fig. 5).

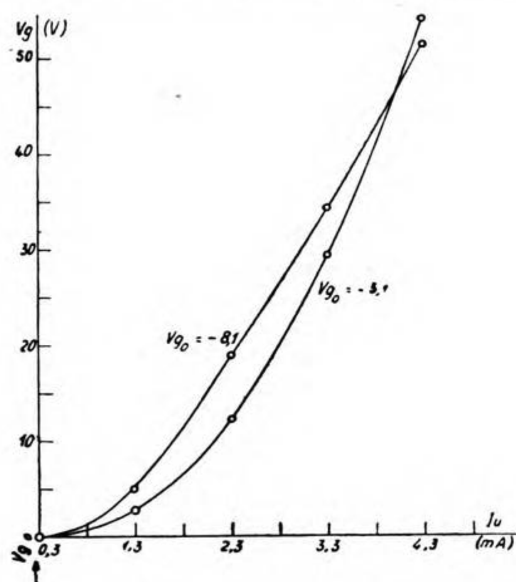


Fig. 6. — Leggi (sperimentali) di variazione della tensione base di griglia del pentodo TeAF3, che consentono di ottenere caratteristica logaritmica d'amplificazione.

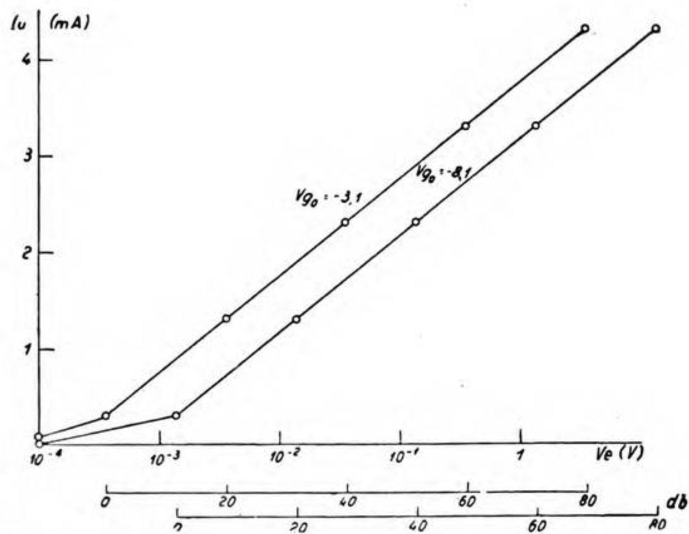


Fig. 7. — Distribuzioni logaritmiche corrispondenti ai diagrammi di fig. 6.

Si è dapprima ricercato come dovesse variare la tensione base di griglia V_g in funzione di V_u, perchè si verificasse la condizione desiderata $V_u = c_1 \log (c_2 V_e)$, e ciò stabilendo a priori c_1 e c_2 in modo da ottenere un largo campo di variazione, utilizzando in ampio tratto la caratteristica del pentodo AF3.

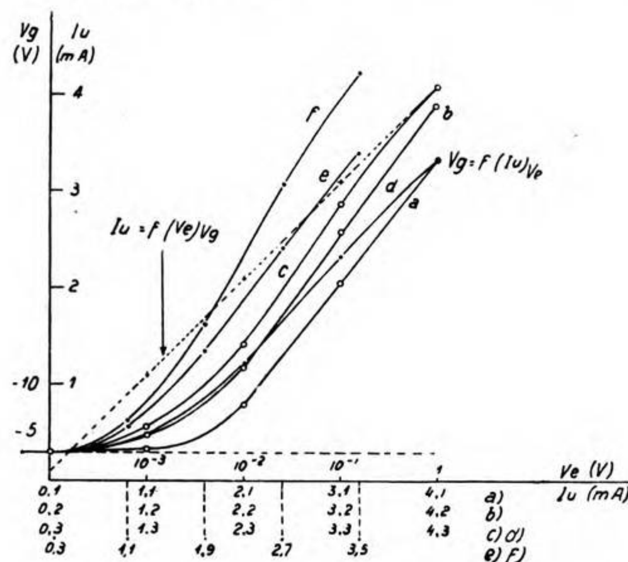


Fig. 8. — Ricerca della distribuzione logaritmica più favorevole.

Praticamente abbiamo interrotto le connessioni AB, ed abbiamo applicato la tensione V_g per mezzo di un potenziometro, indipendentemente da V_u. La fig. 6 mostra appunto la funzione $V_g = \psi (V_u)$ ricavata sperimentalmente, per due valori iniziali diversi della tensione base di griglia, e per una variazione della tensione di entrata di ben 80 decibel, secondo le distribuzioni logaritmiche indicate in fig. 7. Come avevamo intuito, la funzione $V_g = \psi (V_u)$ è di tipo facilmente ottenibile con un raddrizzatore anodico, impiegando un tubo a griglia schermo per potere convenientemente modificare la forma della sua caratteristica. La tensione V_g è ottenuta allora ai capi di una resistenza R, inserita sul catodo, in cui fluisce la corrente anodica I_p comandata dalla tensione V_u, applicata alla griglia.

Veramente si è presa in esame soltanto la caratteristica statica del raddrizzatore anodico; ma, se questa è parabolica, la stessa legge legherà V_{gm} e $V_{u\,eff}$.

Per ricercare quale distribuzione logaritmica si adattasse meglio alla pratica attuazione, si sono ancora ricavati i diagrammi di fig. 8, utilizzando il circuito il cui schema è riprodotto in fig. 9: R è un potenziometro

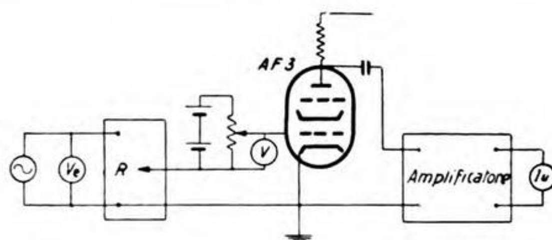


Fig. 9. — Schema per la determinazione sperimentale della funzione $V_g = f(I_u)$ con la condizione $I_u = c_1 \log(c_2 V_e)$.

suddiviso secondo le prime quattro potenze di dieci. Le curve *a*, *b*, *c* sono state ottenute per diversi valori della costante iniziale (0,1; 0,2; 0,3 mA) e scegliendo per ogni decade l'intervallo D uguale ad 1 mA; con una tensione di schermo di 90 volt. Si vede che al crescere della costante iniziale I_{u0}, aumenta la curvatura iniziale della caratteristica;

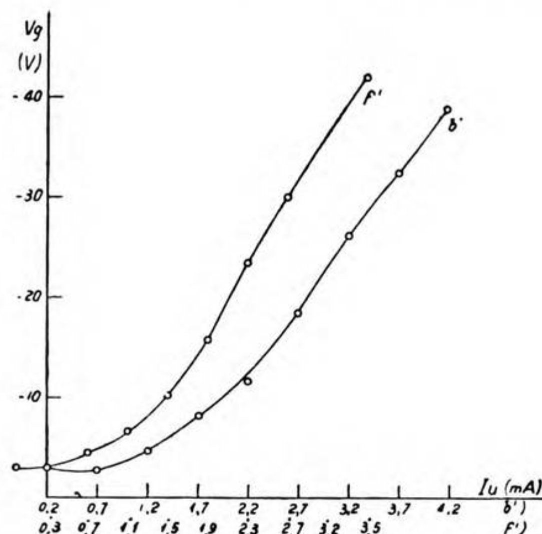


Fig. 10. — Due forme particolarmente favorevoli della funzione $V_g = f(I_u)$.

verso l'ultima decade si ha una curvatura contraria che non scompare diminuendo la tensione di schermo (curva *d*). Favorevole è invece la diminuzione dell'intervallo D (curve *e*, *f*). Aumentare la costante iniziale I_{u0} o diminuire l'intervallo D equivale infatti a diminuire il rapporto $\frac{D}{I_{u0}}$, cioè il tratto di lavoro sulla caratteristica del pentodo.

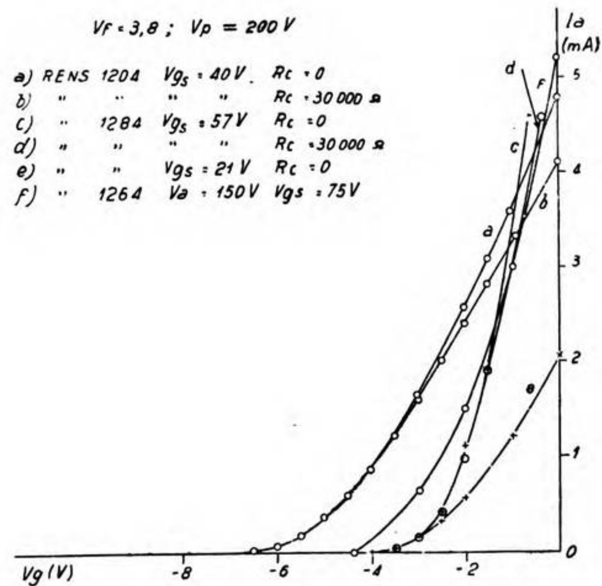


Fig. 11. — Caratteristiche di alcuni tubi a griglia schermo nel tratto vicino all'interdizione.

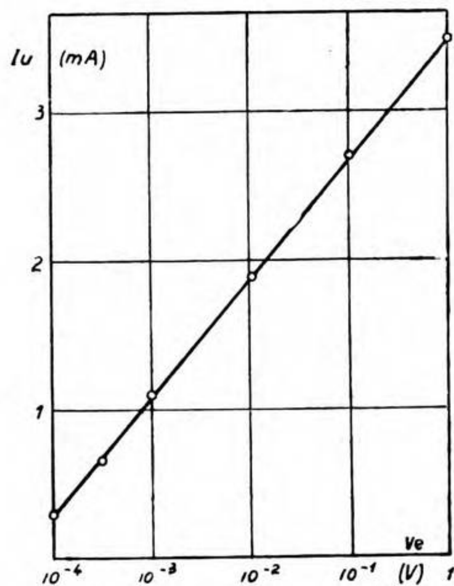


Fig. 12. — Diagramma di taratura del voltmetro logaritmico per 80 decibel a un solo tubo.

Presi particolarmente in esame i diagrammi *b* ed *f*, riportati ancora in fig. 10, si sono ricavate le caratteristiche mutue per vari tubi nel tratto vicino all'interdizione; alcune di esse sono riportate in fig. 11.

Si è così potuto scegliere il tubo a griglia schermo Te RENS 1204, la cui caratteristica per $V_{gs} = 40$ volt ($R_c = 30\,000\ \Omega$) coincide sensibilmente con la curva *f'* di fig. 10. La misura eseguita a corrente continua coincide con quella fatta a corrente alternata, perchè la caratteristica anodica è approssimativamente quadratica. La presenza del filtro influisce sulle componenti alternative, ma non muta le cose per quanto riguarda il valore medio, a prescindere naturalmente, per ora, da una modulazione di questo.

Secondo quanto è sopra esposto, si è costruito un voltmetro logaritmico per una variazione di 80 decibel, del quale è riportata in fig. 12 la caratteristica di taratura, che risulta rigorosamente logaritmica. L'inizio della regolazione del pentodo AF3 era stabilito polarizzando il raddrizzatore anodico oltre l'interdizione.

V. - Descrizione del voltmetro logaritmico rapido.

8. - Si è detto, alla fine del § 5, dei vantaggi offerti dall'amplificazione ad onda portante nei sistemi autoregolati. In fig. 13 è riportato lo schema del voltmetro logaritmico ad alta frequenza da noi costruito.

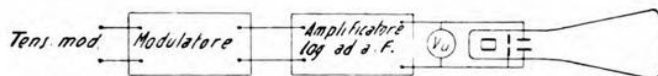


Fig. 13. — Schema del voltmetro logaritmico rapido.

In esso possono distinguersi due parti principali:

A) un amplificatore logaritmico ad alta frequenza accordato su 442 kHz,

B) un modulatore a cui giungono le tensioni che si vogliono registrare in scala logaritmica.

La scelta di un amplificatore per frequenza relativamente elevata ci ha permesso da un lato di modulare su larga banda, e dall'altro di ottenere un sistema a regolazione rapida, senza per questo incorrere in autooscillazioni data la netta separazione tra le bande delle frequenze amplificate e quella delle frequenze attenuate.

9. - *A*) *Amplificatore logaritmico ad alta frequenza.* — In questo amplificatore logaritmico si sono impiegati due tubi esponenziali AF3 e un raddrizzatore lineare (diodo AB1), per evitare la batteria separata necessaria nel caso di raddrizzatore per caratteristica anodica.

Alcune semplici considerazioni chiariranno subito l'impiego dei tubi esponenziali in un amplificatore logaritmico, la cui legge d'amplificazione

può essere così espressa (fig. 14):

$$I_u = I_{u0} + D \log \frac{V_e}{V_{e0}} \ .$$

L'equazione dell'amplificatore è:

$$I_u = h \, s \, V_e \ ;$$

si ricava quindi:

$$s = \frac{I_u}{h \, V_e} = \frac{1}{h \, V_e}\left(I_{u0} + D \log \frac{V_e}{V_{e0}}\right) = \frac{I_{u0}}{h \, V_e}\left(1 + \frac{D}{I_{u0}} \log \frac{V_e}{V_{e0}}\right)$$

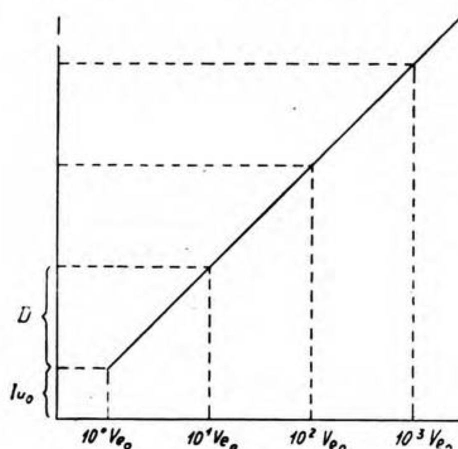


Fig. 14. — **Rappresentazione della legge di distribuzione logaritmica.**

e poichè:

$$I_{u0} = h \, s_0 \, V_{e0}$$

si ha:

$$s = s_0 \frac{V_{e0}}{V_e}\left(1 + \frac{D}{I_{u0}} \log \frac{V_e}{V_{e0}}\right) = s_0 \left\{\frac{1}{\frac{V_e}{V_{e0}}} + \frac{D \log \frac{V_e}{V_{e0}}}{I_{u0} \frac{V_e}{V_{e0}}}\right\} \ .$$

Posto:

$$\frac{D}{I_{u0}} = N \quad , \qquad \frac{V_e}{V_{e0}} = x \quad ,$$

si ottiene in definitiva:

$$s = s_0 \left(\frac{1}{x} + N \, \frac{\log x}{x}\right) \ ,$$

equazione che mostra come deve variare la pendenza del tubo esponenziale in funzione della tensione d'entrata, perchè la caratteristica dell'amplificatore risulti logaritmica.

In fig. 15 è riportato, in tale coordinata, il rapporto $\frac{s}{s_0} \cdot 10^4$ in funzione di $\frac{V_e}{V_{e0}}$, assunto N come parametro.

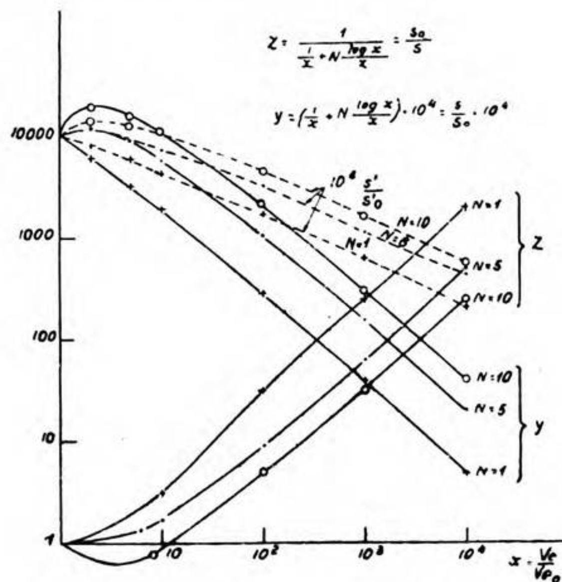


Fig. 15. — Relazioni tra la pendenza del tubo esponenziale e i parametri della distribuzione logaritmica.

Nel caso di due tubi amplificatori basta porre nell'equazione superiore $s = s'^2$, $s_0 = s'^2_0$ dove s', s'_0 sono le pendenze relative ad un solo tubo. Risulta allora:

$$s' = s'_0 \sqrt{\frac{1}{x} + N \frac{\log x}{x}} \; .$$

Il rapporto $\frac{s'}{s'_0} \cdot 10^4$ è rappresentato dalle curve a tratti della stessa fig. 15. Osservando i diagrammi si nota come solo per valori bassi di N la pendenza vari in senso monotono. D'altra parte, fissato D in base alle necessità della registrazione, poichè:

$$I_{u0} = K\, s_0\, V_{e0} = \frac{D}{N} \; ,$$

e cioè:

$$K = \frac{D}{N} \frac{1}{s_0\, V_{e0}} \; ,$$

si vede che, per non aumentare eccessivamente l'amplificazione, conviene fare N il più grande possibile.

Nel nostro caso abbiamo scelto:

$$N = 3 \quad , \quad V_{e0} = 10^{-4}\,\mathrm{V} \quad , \quad I_{u0} = 7\,\mu\mathrm{A} \quad .$$

Osservando la fig. 3 si vede che la pendenza del pentodo AF3 varia all'inizio in modo assai più rapido di quanto sia richiesto dalle leggi di fig. 15; si può però modificare la caratteristica del pentodo, o inserendo una resistenza in serie al catodo, o facendo fortemente negativa la griglia di soppressione.

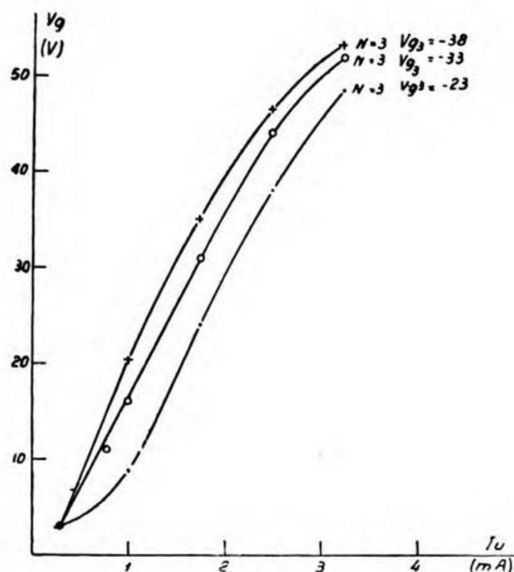


Fig. 16. — Diagrammi sperimentali (per un solo pentodo TeAF3) della funzione $V_g = f(I_u)$, per la distribuzione logaritmica scelta, al variare della tensione della griglia di soppressione.

L'effetto di una resistenza in serie al catodo si può valutare con un breve ragionamento, che permette di tracciare, a partire dalla caratteristica statica, quella effettiva di lavoro (tratteggiata in fig. 2). Posto che la tensione V_{g0} iniziale sia ottenuta con tale resistenza in serie al catodo, si ha: $V_{g0} = R\, I_{a0}$; preso un punto qualunque P della caratteristica statica, ad esso corrispondano una tensione di griglia V_{gP} e una corrente I_{aP}. Nella caratteristica statica si passa da I_{a0} a I_{aP} con una variazione:

$$\Delta\, V_g = V_{gP} - V_{g0} = V_{gP} - I_{a0}\, R;$$

in quella di lavoro, invece, con una variazione:

$$\Delta\, V_g = V_{gP} - I_{aP}\, R \quad , \quad \text{con } I_{aP} < I_{a0}\,.$$

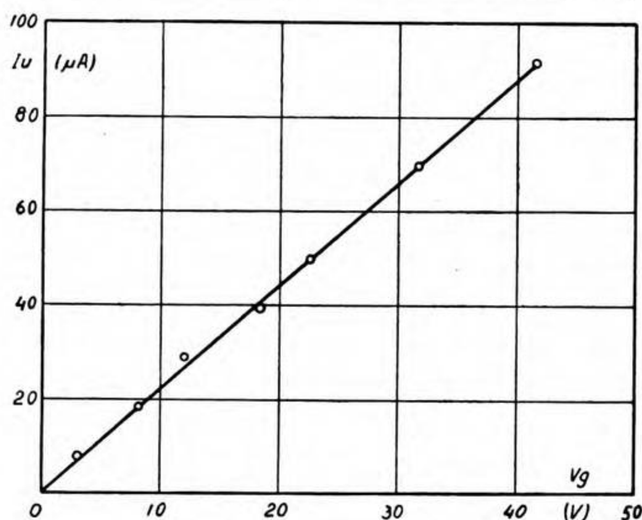


Fig. 17. — Diagramma sperimentale della funzione $V_g = f(I_u)$ ricavato per due stadi amplificatori in serie con pentodi TeAF3.

L'effetto di una tensione fortemente negativa della griglia ausiliare è mostrato dalla curva *b* di fig. 2, ricavata sperimentalmente. Si vede che tale effetto, notevole solo all'inizio della caratteristica, è nel senso desiderato. È appunto con tale artificio che noi abbiamo opportunamente modificato la caratteristica del pentodo esponenziale.

Posto $N = 3$, abbiamo ricercato (dapprima con un solo pentodo) interrompendo le connessioni AB (fig. 5), come s'è già detto, per quale valore della tensione negativa base della griglia ausiliare la legge $V_g = \psi(V_u)$ risulti meglio lineare [con la condizione $V_u = c_1 \log(c_2 V_e)$].

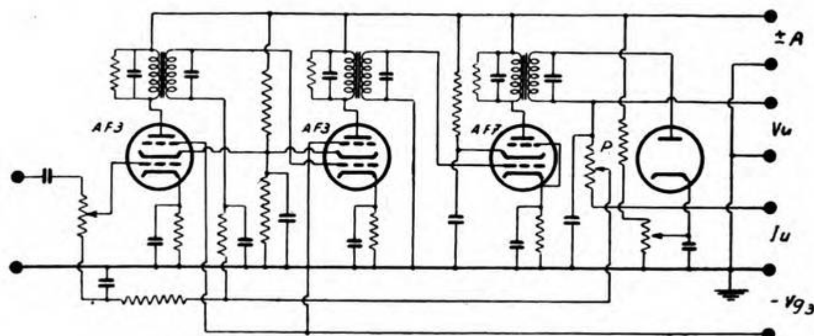


Fig. 18. — Schema del voltmetro logaritmico ad alta frequenza.

La fig. 16 mostra che un valore di circa — 33 volt è abbastanza adatto; esso permette di ottenere, con un solo pentodo, una variazione logaritmica n un campo di oltre 60 decibel.

La fig. 17 mostra invece la perfetta relazione lineare che esiste fra V_g e I_u proporzionale a V_u, per la distribuzione logaritmica assunta. Il diagramma è stato ricavato sperimentalmente sull'amplificatore logaritmico ad alta frequenza a due stadi regolati, interrompendo le connessioni di retroazione per sostituirvi una batteria indipendente.

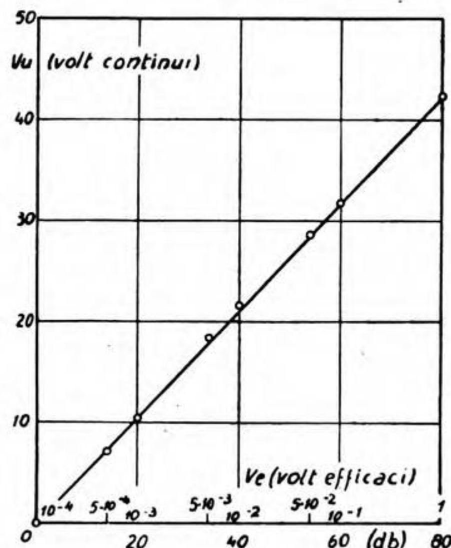


Fig. 19. — Diagramma di taratura del voltmetro logaritmico.

In quanto finora abbiamo detto, era sottinteso che la regolazione dovesse iniziarsi a partire da un valore finito della grandezza d'uscita; precisamente noi abbiamo annullato la corrente I_{u0} polarizzando il diodo. La caratteristica sperimentale di raddrizzamento risulta praticamente lineare.

La taratura definitiva del voltmetro logaritmico è ora molto facile; basta inserire tanto del potenziometro P (fig. 18), quanto basta per riportare la corrente d'uscita al valore corrispondente alla distribuzione logaritmica già fissata. La fig. 19 mostra la curva di taratura dell'amplificatore ultimato.

10. - *B*) *Sistema modulatore.* — L'amplificatore logaritmico, che abbiamo descritto nel precedente paragrafo, può essere impiegato solo in una certa banda di frequenze, relativamente elevate. Per poterlo rendere adatto agli scopi dell'acustica, occorre un dispositivo che stabi-

lisca una relazione di proporzionalità tra l'ampiezza della corrente ad alta frequenza e quella a bassa, cosicchè a tensione di bassa frequenza nulla corrisponda tensione di alta frequenza nulla.

Ciò può ottenersi con il tipo di modulazione senza onda portante [12], in due maniere:

a) L'onda portante è eliminata mediante un filtro: ciò è praticamente effettuabile nel caso di modulazione con ultrasuoni, ma per la banda normale è possibile soltanto con filtri a cristallo. La componente continua e le frequenze più basse della modulazione vanno perdute.

b) L'onda portante è eliminata mediante annullamento dei valori istantanei con un sistema a ponte; in questo secondo caso è resa possibile la registrazione anche delle tensioni continue; il filtro nel circuito del raddrizzatore non ha evidentemente alcun effetto sulla taratura.

Se il filtro è costituito da uno o più circuiti accordati sulla frequenza portante, o sul doppio di questa nel caso di raddrizzamento di entrambe le semionde, esso ha ben poco influsso sulla curva di modulazione, che sarà fedelmente riprodotta in scala logaritmica. Se invece il filtro è un passa-alto, possono distinguersi due zone: una inferiore, nella quale il filtro non agisce e si ha di nuovo amplificazione logaritmica della modulazione; un'altra, nella quale il filtro agisce così bene da potersi trascurare l'ondulazione, sicchè la frequenza modulatrice non dà luogo in uscita, a regime, che ad un valore continuo. Ogni variazione di questo valore, se corrispondente a frequenze della zona inferiore, verrà registrata fedelmente in scala logaritmica.

Per frequenze comprese in una certa zona intorno alla frequenza limite, si verificherà un'ondulazione della grandezza d'uscita, di cui non è facile valutare gli effetti. Se l'ondulazione è di piccola ampiezza, la variazione provocata nella grandezza d'uscita potrebbe ancora avere valore medio nullo; ma il tempo di trasmissione attraverso il filtro provocherà lo stesso distorsioni di forma per la grandezza da registrare.

Un'esigenza della regolazione, che è bene tenere presente, è la necessità di avere, nel circuito del raddrizzatore, una resistenza elevata ai cui capi si ottiene la tensione di regolazione. Conviene scegliere tale resistenza in base allo smorzamento (poco minore di quello critico, generalmente) che si vuole avere per le oscillazioni di regolazione, e curare poi, con opportuno trasformatore, l'adattamento del circuito d'uscita.

Nel voltmetro da noi studiato, si è amplificata logaritmicamente una sola delle bande laterali nel caso di modulazione con ultrasuoni, mentre si è eliminata l'onda portante (442 kHz) nelle misure relative alle normali frequenze acustiche.

Nel primo caso basta spostare la frequenza dell'onda portante fino a che una banda laterale di modulazione coincida con la frequenza di

---

[12] P. Schmakow: Z. f. H. F. Techn., 1927, XXIX, p. 171.
H. E. Wehrlin: Lorenzberichte, 1935, 5, p. 3.

sintonia dell'amplificatore; sperimentalmente abbiamo così verificato la taratura del nostro generatore di ultrasuoni.

Veniamo ora alla modulazione nel secondo caso.

Noi abbiamo adoperato due esodi Telefunken RENS 1224 inseriti secondo lo schema della fig. 20. L'annullamento dell'onda portante avviene perchè la tensione applicata alle griglie 1 è in opposizione di fase. Si rende uguale l'amplificazione dei due tubi regolando la tensione base di una delle griglie 4, con che varia la pendenza griglia 1 - anodo. La modulazione avviene in controfase sulle griglie 4.

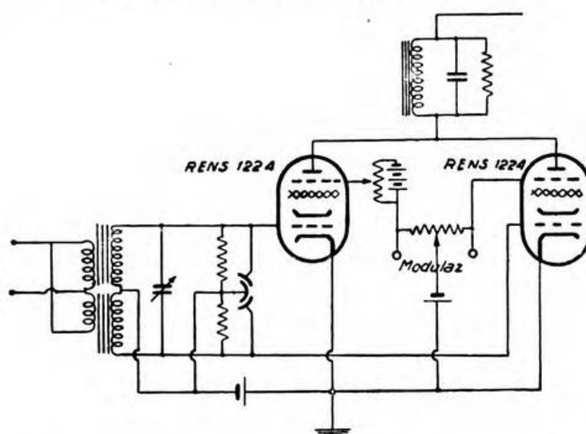


Fig. 20. — Schema del dispositivo modulatore con soppressione d'onda portante.

La fig. 21 mostra come la pendenza griglia 1 - anodo vari, in ampio tratto, linearmente con la tensione della griglia 4; lo stesso può dirsi praticamente per l'amplificazione. La modulazione è dunque la solita per caratteristica quadratica; noi la considereremo come un particolare caso di amplificazione variabile.

È facile ricavare una formula che lega le varie grandezze in gioco nella modulazione. Si consideri il circuito equivalente di fig. 22, e siano E_1, E_2 le f.e.m. che agiscono nei circuiti delle placche, e_1, e_2 le f.e.m. alle griglie.

Sia $\varepsilon = V_{1.0} - V_{2.0}$ la tensione residua alle placche dopo la compensazione; V_1, V_2 sono le tensioni dovute ai singoli tubi, e l'indice zero indica che si è effettuata la compensazione.

Per i tubi elettronici:

$$V_1 = s_1 e_1 R$$
$$V_2 = s_2 e_2 R .$$

Sia:

$$e_1 = e_2 = e ;$$

allora:

$$V_1 - V_2 = (s_1 - s_2) e R .$$

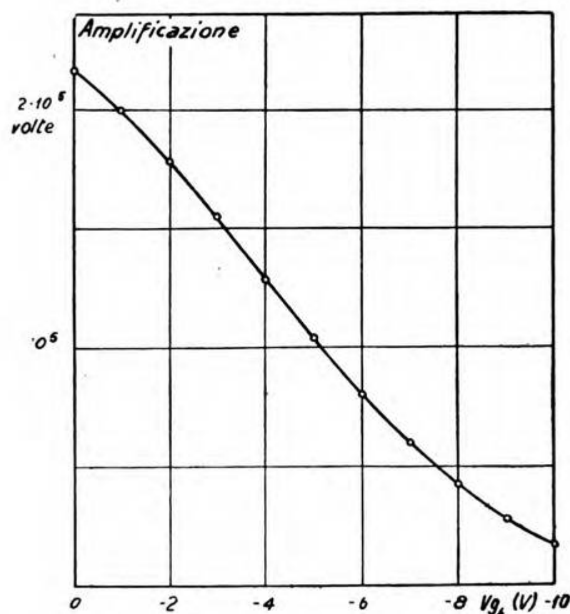


Fig. 21. — Grado d'amplificazione al variare della tensione base della griglia 4 dell'esodo Te RENS 1224.

D'altra parte è:

$$V_{1,0} = s_0 \, e \, R \, .$$

Ponendo:

$$\varepsilon = \frac{V_{1,0}}{n} \quad , \quad \alpha = \frac{V_1 - V_2}{\varepsilon} \quad ,$$

si ricava infine:

$$\alpha = n \frac{V_1 - V_2}{V_{1,0}} = n \frac{(s_1 - s_2) \, e \, R}{s_0 \, e \, R} = n \frac{s_1 - s_2}{s_0} = n \frac{\Delta s}{s_0} \quad .$$

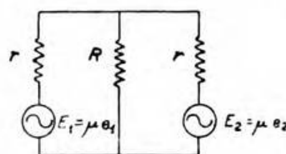


Fig. 22. — Circuito equivalente del modulatore.

Questa formula esprime la dinamica ottenibile nella modulazione, in funzione della precisione della compensazione del ponte, e della variazione

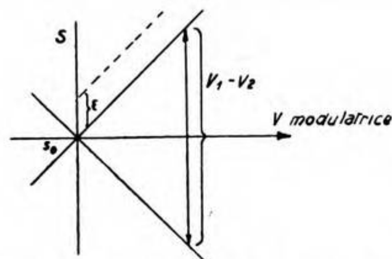


Fig. 23. — Grafico esplicativo del sistema di modulazione adottato.

percentuale di pendenza dei tubi per effetto della modulazione. Posto $\frac{\Delta s}{s_0} = 10$, per ottenere $\alpha = 10^4$ (80 decibel), è necessario fare $n = 10^3$.

La linearità della modulazione risulta dall'espressione stessa di α, per la proporzionalità tra variazione di pendenza e tensione modulatrice.

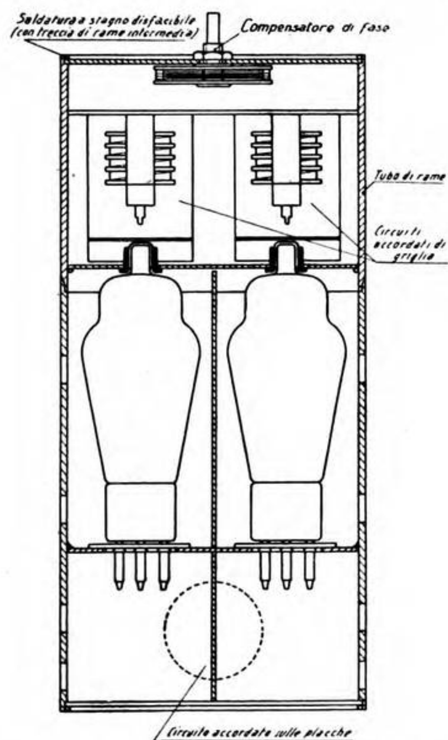


Fig. 24. — Schema costruttivo del ponte modulatore.

Quanto si è ora esposto analiticamente, risulta forse in modo più immediato per via grafica (fig. 23).

La tensione di resto può trascurarsi a partire da un certo valore della tensione modulatrice, $V_{g\,\min}$; il valore $V_{g\,\max}$ di questa è limitato dall'iniziarsi della corrente di griglia.

Dev'essere anche $\alpha = \dfrac{V_{g\,\max}}{V_{g\,\min}}$, e quindi ε deve intendersi come la tensione di resto per una tensione di modulazione $V_{g\,\min}$ (13).

In assenza di modulazione, fatto $\alpha = 80$ decibel, $\dfrac{\Delta s}{s_0} = 10$, n dev'essere circa 10^4.

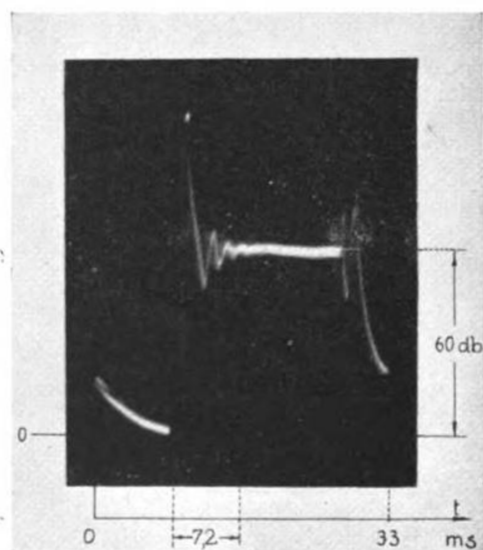


Fig. 25. — Oscillogramma del transitorio del voltmetro logaritmico.

Un tale grado di compensazione è ben difficilmente raggiungibile con ponti a tubi, specialmente ad alta frequenza. In vero a noi è riuscito di raggiungerlo, ma con poca stabilità, sicchè in pratica ci siamo accontentati di usare il voltmetro in un campo di 60 decibel.

La difficoltà della compensazione per il ponte ad alta frequenza si può valutare pensando alla facilità degli accoppiamenti fra i vari elementi di esso, per cui il « determinante » del ponte (14) non ha più rette per

(13) Quella cioè, nel caso del nostro amplificatore logaritmico, che dà luogo a una corrente d'uscita di 7 μA, quando il diodo non è polarizzato.

(14) K. KUEPFMUELLER: E. u. M., 1933, LI, p. 204.

curve rappresentative, bensì forme complicate, per esempio, in alcuni punti, a tangenti tra loro parallele, sicchè non è possibile andare oltre un certo grado di compensazione. Nei ponti a tubi si hanno poi difficoltà dovute all'incostanza delle loro caratteristiche, e alle reazioni placca-griglia. Nella fig. 24 è mostrata la disposizione costruttiva del ponte, che permette di rendere minimi gli accoppiamenti interni ed esterni.

Può anche pensarsi di attuare un sistema con quattro esodi, disposti a costituire due ponti in serie, e fare la modulazione in parallelo. Dovendo essere allora, per modulazione lineare:

$$\alpha' \doteq \alpha^2 = n^2 \left(\frac{\Delta s}{s_0}\right)^2 = c\, V_{\text{mod}} ,$$

deve aversi:

$$\frac{\Delta s}{s_0} = c' \sqrt{V_{\text{mod}}} \qquad s = C \sqrt{V_{g4}} \quad (^{15})$$

$$I_a = C\, V_{g4}{}^{3/2} + \text{costante} ,$$

equazione a cui non è difficile far corrispondere le caratteristiche de tubi elettronici.

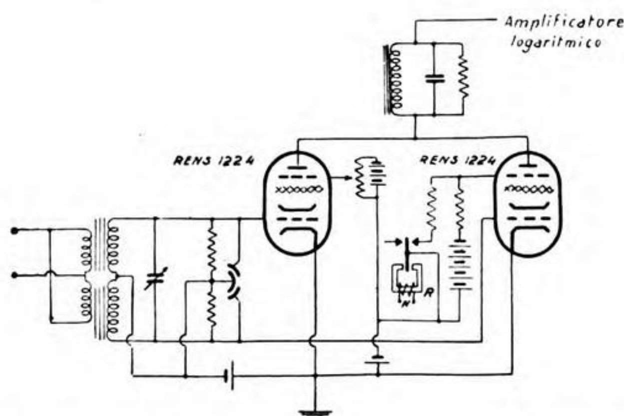


Fig. 26. — Disposizione sperimentale per la registrazione continua del transitorio del voltmetro, con tubo a raggi catodici.

Il tipo di modulazione considerato corrisponde, rispetto all'ampiezza, a un raddrizzamento per doppia onda della curva di modulazione; rispetto alla frequenza, alla trasmissione delle sole bande laterali. La curva di frequenza è quindi determinata essenzialmente dalla risposta dell'amplificatore logaritmico; in pratica infatti i diagrammi ricavati ad alta fre-

(15) Si è trascurato ancora s_2 in: $\Delta s = s_1 - s_2$.

quenza, e poi modulando con bassa frequenza, coincidono in modo soddisfacente.

L'effetto del filtro livellatore è secondario. È bene però osservare che, non avendo introdotto di nuovo l'onda portante, al filtro non è applicata la tensione sinoidale di modulazione, bensì quella risultante dal battimento delle due bande laterali di modulazione, raddrizzate. Ciò equivale a dire, in senso più fisico, che la modulazione è avvenuta con raddrizzamento per doppia onda della tensione modulatrice.

L'apparecchio è capace d'indicare pure tensioni continue; il che permette di registrare anche fenomeni ad andamento irregolare (ad esempio rumori), quando, mediante l'inserzione di una tensione costante, s'impedisca l'invertirsi di quella variabile.

L'oscillogramma di fig. 25 mostra il transitorio del voltmetro per una variazione brusca della tensione base della griglia 4 di uno degli esodi modulatori; la fig. 26 mostra lo schema del circuito impiegato.

Il soccorritore, di precisione e del tipo polarizzato, è comandato da una corrente di 30 Hz; la fotografia è effettuata, per evitare i tremolii, ad 1/25 di secondo. La stessa corrente, che serve il soccorritore, dà le tensioni di sincronismo per il tubo a raggi catodici; nell'oscillogramma si può notare uno spostamento di fase che sarebbe stato facile evitare agendo sulle tensioni di sincronismo ([16]).

Chiudendo questo scritto, desidero ringraziare il dottore Willing, R. Commissario dell'Istituto per lo studio delle oscillazioni, di Berlino, e il professore Erwin Meyer, per l'ospitalità gentilmente accordatami e per l'incarico ed i suggerimenti favoritimi.

Berlino - « Institut für Schwingungsforschung ».

([16]) Questo metodo da noi escogitato ci sembra comodo per seguire al tubo a raggi catodici i fenomeni transitori rapidi (il soccorritore può essere azionato con frequenze di parecchie centinaia di hertz), ed ha il vantaggio di non richiedere alcuna complicata inserzione della tensione deviatrice. L'asse dei tempi è subito determinato dalla frequenza della tensione di sincronismo, che serve anche per il comando del soccorritore.

LETTERE AL DIRETTORE

Relè elettronico a doppio scatto.

Or è circa un anno ebbi occasione, insieme con il dott. E. Fubini-Ghiron, di occuparmi degli scatti di corrente e di tensione che possono aversi in tubi a più di cinque elettrodi, e di riferire sulle possibilità di applicazione dei fenomeni riscontrati (1).

Nel corso di attuazione di dispositivi sperimentali di tipo analogo, ho potuto constatare che modificazioni del relè a doppio scatto, descritto nel lavoro sopra citato, possono effettuarsi usando pentodi: nel caso attuale, il pentodo 954 del tipo a ghianda (acorn).

Quando si diano alla griglia schermo la tensione di 125 V, alla griglia di comando la tensione di — 2 V e alla placca la tensione di 110 V, al variare della tensione del soppressore questo presenta una caratteristica a resistenza differenziale negativa (fig. 1).

D'altra parte il soppressore stesso impedisce che si formi una corrente nel senso convenzionale griglia schermo - placca, dovuta a emissione secondaria di quest'ultima, finchè la sua tensione è al disotto di 100 V.

Se questo valore viene superato si può constatare che anche tra placca e catodo si ha resistenza differenziale negativa. Ciò può rilevarsi sinteticamente dalla caratteristica mutua della figura 2, portante in ascisse la tensione del soppressore e in ordinate la corrente anodica. La caratteristica è rilevata per un valore di tensione di placca opportunamente scelto; precisamente quello per cui è più grande l'effetto dovuto all'emissione secondaria. In tale condizione la caratteristica della tensione del soppressore in funzione della corrente di placca ha la pendenza massima.

Se in queste condizioni si applica al soppressore la tensione di 114 V attraverso una resistenza di 3 MΩ (rappresentata in figura 1 dalla retta

(1) E. Fubini-Ghiron ed E. Viti: Relè elettronico a scatto doppio - A.F., 1937, VI, p. 3.

intera), sono possibili scatti di tensione del soppressore da 10 V a 115 V, sia per un piccolo aumento della tensione applicata attraverso la resistenza, sia per un piccolo aumento della polarizzazione di griglia. In conseguenza la corrente di placca scatta da 2,6 a 1,2 mA e analogo scatto in senso inverso si ha nella corrente di griglia schermo.

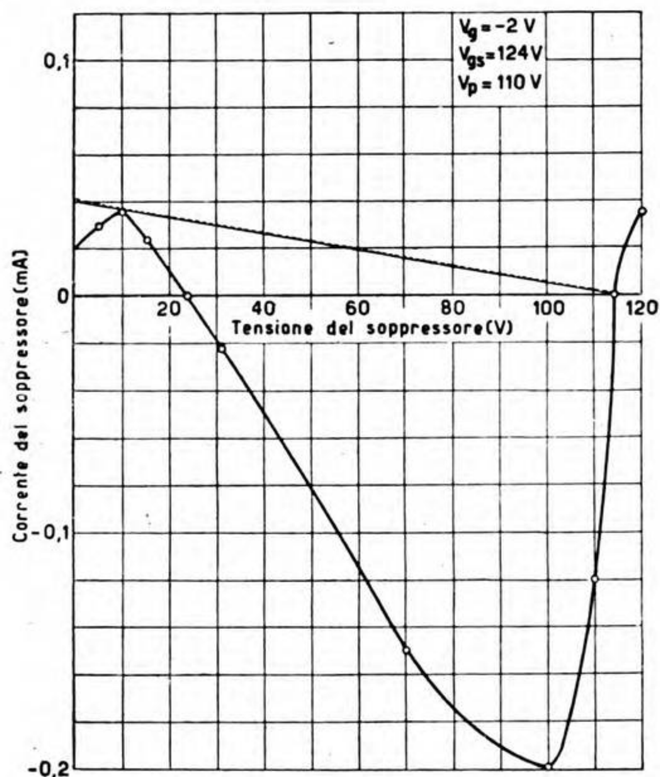


Fig 1. — Caratteristica del soppressore. La retta intera è relativa a una resistenza di 3 MΩ attraverso la quale si applica al soppressore una tensione di 114 V. La tensione del soppressore è di 10 V. Aumentando di poco la tensione applicata attraverso la resistenza (retta a tratti) la tensione del soppressore scatta di colpo al valore di 115 V.

Poichè il soppressore del tubo qui descritto ha caratteristiche analoghe a quelle della quarta griglia dell'esodo di cui si parla nell'articolo citato in nota, si possono ottenere su di esso tutti i tipi di scatto ivi illustrati.

Rispetto al relè precedentemente descritto, quello attuale si differenzia per avere transconduttanza negativa fra i morsetti della placca e del soppressore, come pure resistenza negativa tra i morsetti della placca e del catodo,

mentre nei tubi del tipo dell'esodo, nelle condizioni allora studiate, tali grandezze sono positive. E' pertanto naturale, che gli scatti di corrente di placca (e di griglia schermo) siano in senso inverso a quelli riscontrati negli esodi.

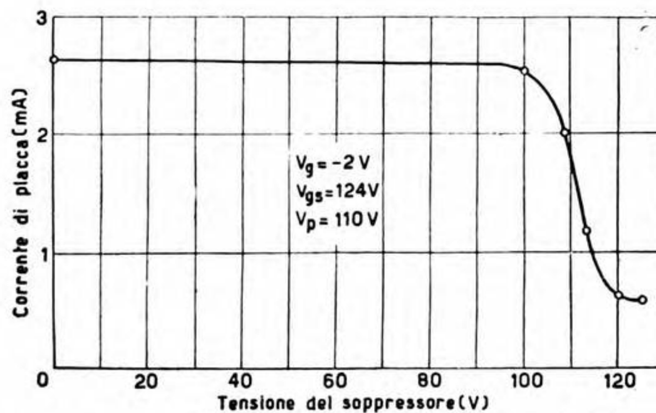


Fig. 2 — Curva della corrente di placca in funzione della tensione del soppressore.

In definitiva il relè adesso attuato può considerarsi come un dinatron (placca) comandato da un altro dinatron (soppressore).

Torino, gennaio 1938-XVI.
Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris.

ETTORE VITI.

RECENSIONI

ACUSTICA APPLICATA ED ELETTROACUSTICA.

M. ADAM — **Regolazione elettrica della riverberazione acustica.** (R.G.E., settembre 1937, XLII, 10, pag. 305-312, con 13 fig.).

Il « Poste Parisien » ha adottato un dispositivo, rappresentato schematicamente in fig. 1, che consente la regolazione elettrica della riverberazione acustica: vi si procede, essenzialmente, alla scomposizione del suono e alla sua successiva ricomposizione in un ambiente fortemente riverberante.

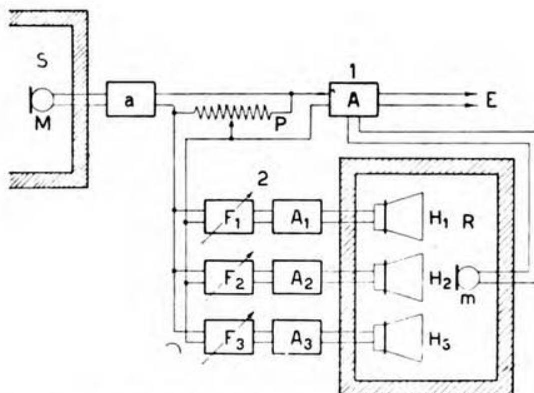


Fig. 1. — Schema del dispositivo per la regolazione elettrica della riverberazione.

La corrente modulata che proviene dal microfono M situato nell'auditorio, attraversati i preamplificatori a, si scinde seguendo due vie: una diretta (1) sulla quale è il solo complesso amplificatore A, ed una indiretta (2) che passa per il dispositivo di riverberazione. In questa tre filtri di banda (F_1, F_2, F_3) dividono la gamma delle frequenze acustiche in tre gruppi: da 0 a 310, da 310 a 1570, oltre 1570 Hz. Le tre correnti filtrate, attraverso gli amplificatori A_1, A_2, A_3 ad amplificazione regolabile, giungono agli altoparlanti H_1, H_2, H_3 che si trovano nella camera riverberante. Sia gli amplificatori, sia gli altoparlanti sono selettivi per le medesime bande di frequenza. La ricomposizione del suono si effettua

nel microfono *m* e la corrente modulata che ne deriva viene riportata all'amplificatore *A* ove si mescola con la corrente diretta.

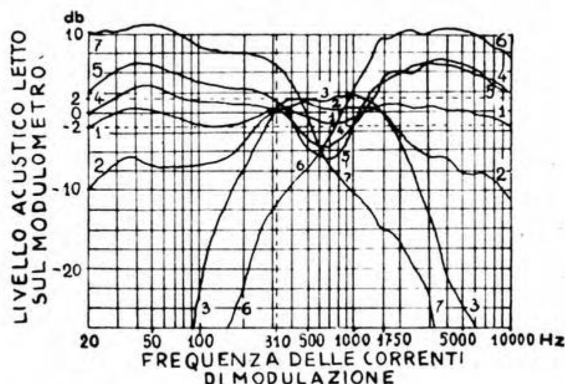


Fig. 2. — Curve di risposta rilevate sulla via di trasmissione diretta.

Si capisce come, regolando opportunamente l'una e l'altra delle due correnti (diretta ed indiretta) ed agendo sui filtri e sugli amplificatori, si possano esaltare certi gruppi di frequenze attenuando od eliminando completamente certi altri, e come si riesca in tal modo a modificare a piacere i timbri delle voci e degli strumenti e a riprodurre artificialmente qualsiasi caratteristica acustica di auditori.

In fig. 2 sono riportate le curve di risposta rilevate sulla via di trasmissione diretta.

E. Fa.

ANTENNE.

H. T. Friis e C. B. Feldman — **Antenna multipla orientabile per la ricezione delle onde corte.** (Proc. I. R. E., luglio 1937, XXV, 7, pag. 841-917, con 43 fig.; Bell S. T. J., luglio 1937, XVI, 3, pag. 337-419, con 43 fig.).

Circa quattro anni di ricerche sull'influenza che la direttività dell'ant nna ricevente può avere nell'aumentare la sicurezza delle comunicazioni telefoniche transatlantiche ad onde corte, hanno condotto alla attuazione di un'antenna ricevente, le cui caratteristiche di direttività nel piano verticale possono essere variate con grande facilità. In fig. 1 è rappresentato lo schema di principio di tale sistema, il quale consiste in una successione di antenne uguali, distribuite lungo una retta a intervalli uguali e sufficientemente grandi per poter trascurare le mutue influenze tra le antenne stesse. Tali antenne sono separatamente connesse a linee elettriche distinte, che si riuniscono all'ingresso dell'apparato ricevente.

Se si indicano con λ, v, $a\lambda$, ϑ rispettivamente la lunghezza dell'onda ricevuta, la velocità di fase lungo le linee, l'intervallo tra due antenne successive del sistema e l'angolo che forma con il piano orizzontale la direzione di arrivo delle onde elettromagnetiche, le correnti alla fine di due linee consecutive hanno fasi differenti di $2\pi a\,(v - \cos\vartheta)$. Inserendo allora nelle linee di trasmissione opportuni dispositivi sfasatori, i quali producano un'ulteriore differenza di fase φ tra le correnti di due linee consecutive, l'intensità della corrente all'ingresso del ricevitore risulta funzione di φ e di ϑ e la caratteristica di direttività si può deformare variando solamente φ; ciò che si può ottenere con la semplice manovra di una manopola.

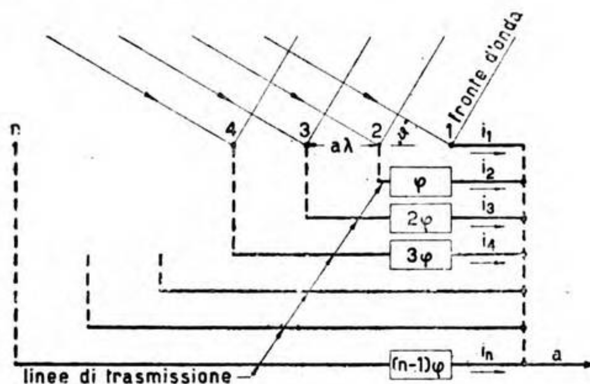


Fig. 1. — Schema di un sistema di antenne orientabile.

Praticamente gli sfasatori sono installati in modo da poter essere manovrati contemporaneamente; la loro manovra consente di variare a piacere la direzione di massima sensibilità del complesso. Il sistema può anche essere attuato riunendo in parallelo diverse serie di sfasatori, in modo che ciascuna serie costituisca un ramo separatamente orientabile. Uno di tali rami può servire come circuito di esplorazi ne per determinare l'angolo di arrivo delle onde; successivamente si dispongono i rami rimanenti in modo che presentino la massima sensibilità nella direzione trovata. Opportuni circuiti ritardatori, inseriti prima delle uscite ad audiofrequenza, compensano le differenze di fase dovute ai differenti tempi di trasmissione negli elementi del complesso.

Il sistema sperimentale, costituito in base a questi principi, è installato nel campo dei « Bell Telephone Laboratories » presso Holmdel, New Jersey. Esso comprende sei antenne romboidali e si estende per 1, 2 km nella direzione dell'Inghilterra; è formato da due rami riceventi e da un ramo esploratore.

I vantaggi ottenuti con tale sistema, a cui si contrappone un costo d'impianto relativamente elevato, sono: aumento da 6 ad 8 decibel

del rapporto segnale/disturbo in confronto a quello relativo ad una sola delle sei antenne; sostanziale miglioramento della qualità della ricezione; caratteristica di direttività praticamente invariata entro una banda di 100 e più kHz, purchè i circuiti sfasatori abbiano caratteristiche sufficientemente piatte, il che fa prevedere di poter adattare ai circuiti radiotelefonici alcuni dei metodi della telefonia con onda portante.

Le osservazioni sperimentali e le deduzioni teoriche fanno prevedere che un aumento della lunghezza del sistema può portare ad una maggiore orientabilità e ad una più spiccata direttività. Gli autori ritengono che l'aumento fino a 3,2 km della lunghezza del sistema possa portare ad un aumento di 12 o 13 decibel nel rapporto segnale/disturbo rispetto a quello relativo ad una sola antenna.

R. S.

CIRCUITI, QUADRIPOLI, FILTRI.

W. P. Mason e R. A. Sykes — **L'uso di linee coassiali e simmetriche come filtri e trasformatori selettivi per elevate frequenze radio.** (Bell S. T. J., luglio 1937, XVI, 3, pag. 275-302, con 15 fig.).

Alle frequenze radio più elevate, i filtri costituiti di induttanze e condensatori sono di difficile costruzione date le dimensioni assai ridotte che dovrebbero avere tali elementi e la notevole influenza delle connessioni. Il fattore di bontà Q raggiungibile nelle induttanze per alte frequenze è circa lo stesso che può essere ottenuto a frequenze più basse; ma, data la minore larghezza percentuale delle bande in uso a quelle frequenze, sarebbe desiderabile poter avere fattori di bontà più elevati. Un mezzo per ottenere ciò è quello di usare brevi porzioni di linee di trasmissione come elementi costitutivi di filtri.

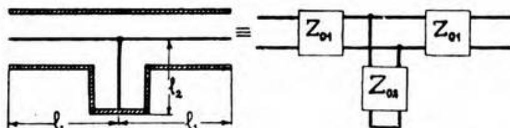


Fig. 1. — Filtro passa-banda costituito con conduttori coassiali.

Le linee, in uso per le frequenze più elevate, sono del tipo coassiale ovvero simmetrico eventualmente schermato. Se si ricordano le espressioni che dànno i valori, per unità di lunghezza, di resistenza, capacità e induttanza, in funzione delle sole dimensioni geometriche dei conduttori e della frequenza, ammesso di considerare sempre conduttori di rame, si possono ricavare le espressioni del fattore di bontà Q e della impedenza caratteristica Z_0, in funzione delle stesse grandezze.

Per cavi coassiali è:

$$Q = 0{,}302\ b\ \sqrt{f}\ (\log_e k)\,/\,(k+1)$$

$$Z_0 = 60\ \log_e \frac{b}{a}\ ,$$

dove f è la frequenza, a il raggio esterno del conduttore interno, b il raggio interno del conduttore esterno e $k = b/a$.

Ad esempio un cavo coassiale col conduttore esterno di 75 mm di diametro e $k = 3{,}6$ (valore ottimo) ha un fattore di bontà di 3200 a 100 MHz.

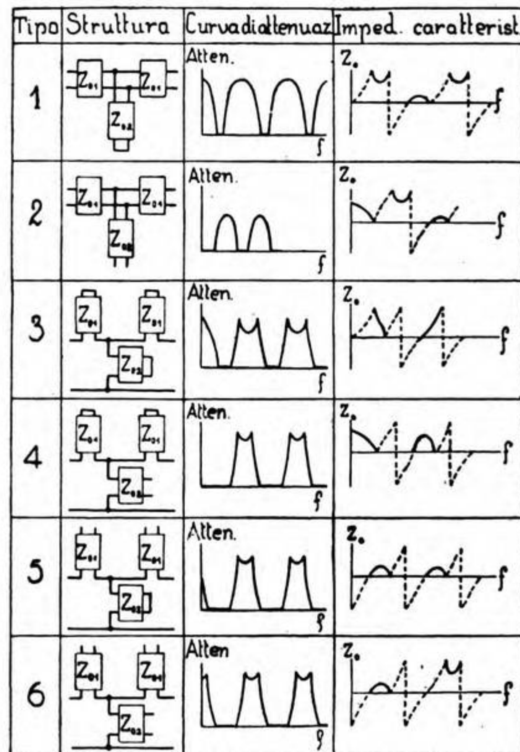


Fig. 2. — Esempi di filtri costituiti con porzioni di linee di trasmissione. (Le linee a tratti si riferiscono a valori reattivi dell'impedenza).

Per un cavo simmetrico è:

$$Q = 0{,}302 \sqrt{f}\, a \log_e \frac{D}{a}$$

$$Z_0 = 120 \log_e \frac{D}{a} \quad ,$$

dove f è la frequenza, a il diametro esterno dei conduttori e D la distanza fra i loro assi.

Un caso generico di filtro passa-banda costituito di conduttori coassiali è quello formato di una linea di lunghezza $2\,l_1$ dal cui centro è deri-

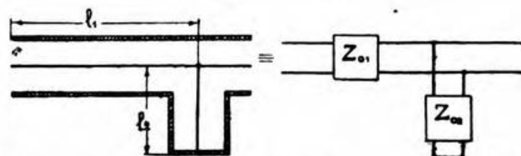


Fig. 3. — Trasformatore a larga banda costituito di conduttori coassiali.

vata una linea di lunghezza l_2 chiusa in corto circuito all'estremo libero (fig. 1). Si dimostra che un tale filtro è un filtro multi-banda, con le bande centrate rispetto ad armoniche dispari di una data frequenza. La larghezza di banda è legata al rapporto Z_{01}/Z_{02}. Questo rapporto non può essere reso molto grande perchè l'impedenza caratteristica di una linea, sia coassiale sia simmetrica, non può variare entro grandi margini. Anche considerando valori estremi e poco pratici dei rapporti

Tipo	Struttura	Curva di attenuaz.	Impedenze	iterative
1		Atten. f	K_1 f	K_2 f
2		Atten. f	K_1 f	K_2 f
3		Atten. f	f	K_2 f
4		Atten. f	K_1 f	K_2 f
5		Atten. f	K_1 f	K_2 f
6		Atten. f	K_1 f	K_2 f
7		Atten. f	f	K_2 f
8		Atten. f	K_1 f	K_2 f

Fig. 4. — Esempi di filtri costituiti con porzioni di linee e condensatori. (Le linee a tratti si riferiscono a valori reattivi dell'impedenza).

b/a e D/a, l'impedenza caratteristica varia al massimo da 3 a 275 ohm per cavi coassiali, e da 90 a 1100 ohm per cavi simmetrici. Tali filtri sono perciò adatti come filtri passa-banda assai selettivi. La fig. 2 mostra altri esempi di filtri ottenibili mediante combinazioni di porzioni di linee.

Un'altra classe di applicazione dei principi su esposti è quella che usa combinazioni di porzioni di linee per costituire trasformatori a larga banda, cioè quadripoli idonei ad adattarsi all'entrata e all'uscita su due impedenze diverse, per una gamma estesa di frequenze. Un caso tipico di trasformatore a larga banda così costituito può essere considerato quello schematizzato in fig. 3. Le combinazioni possibili sono naturalmente assai numerose.

Un'ulteriore categoria di filtri e trasformatori per elevate frequenze radio risulta dalla combinazione di porzioni di linee con condensatori, i quali sono elementi che possono essere costruiti di ottima qualità anche per frequenze altissime. La fig. 4 mostra vari esempi di filtri di banda e di trasformatori selettivi, costruiti in tal modo, i quali presentano caratteristiche che si prestano alle più svariate applicazioni.

L'articolo si chiude con una breve relazione su conferme sperimentali delle teorie esposte.

A. Fe.

CONVERTITORI, RADDRIZZATORI.

R. ZENNECK — **Raddrizzamento di correnti deboli.** (H. F. Techn. u. El. Ak., luglio 1937, L, 1, pag. 5-18, con 24 fig.).

Si riassume una dissertazione tenuta dall'autore presso il Politecnico di Dresda e la si correda con una oculata bibliografia.

Viene trattato il problema generale del raddrizzamento di segnali, modulati o no, con particolare riferimento al raddrizzamento con diodi. In una prima parte viene esposta la teoria della rettificazione di segnali deboli, mentre nella seconda parte viene trattato il raddrizzamento di segnali forti. Le teorie elementari sono abbastanza semplici, ma la trattazione si complica notevolmente quando si prendono in considerazione l'impedenza complessa del generatore e del carico e la curvatura delle caratteristiche. Vengono riassunti i risultati ottenuti dai vari ricercatori; nei casi più complessi ci si limita ad esporre l'andamento qualitativo dei fenomeni. Particolarmente complicato è il caso delle onde modulate, nel quale il generatore presenta di solito una impedenza diversa per le bande laterali, con conseguente distorsione dell'inviluppo.

In una terza parte vengono trattati alcuni problemi speciali, e precisamente la variazione della resistenza equivalente ad alta frequenza del complesso raddrizzatore col variare dell'ampiezza del segnale, la differenza di comportamento fra il collegamento in serie ed il collegamento in parallelo del raddrizzatore, ed in fine le perturbazioni che sorgono quando la frequenza di modulazione diventa prossima a quella del segnale.

G. C.

ELETTROTECNICA GENERALE.

W. C. VAN GEEL e A. CLAASSEN — **I condensatori elettrolitici.** (Rev. techn. Philips, marzo 1937, II, 3, pag. 65-72, con 8 fig.).

Sono esposte le proprietà dei condensatori elettrolitici. È riportato lo schema equivalente del condensatore elettrolitico, costituito da un condensatore ideale con una resistenza in serie corrispondente alla resistenza dell'elettrolito e con una resistenza in derivazione che tien conto della corrente di dispersione.

Quando al condensatore è applicata anche una componente di tensione alternata bisogna considerare le perdite nello strato di ossido. La tangente dell'angolo di perdita (senza contare la resistenza dell'elettrolito) varia da circa 2% a 50 Hz fino a circa 6% a 1000 Hz. La capacità è praticamente indipendente dalla frequenza: nell'intervallo da 50 a 1000 Hz essa non varia più del 5%.

Il funzionamento dei condensatori elettrolitici si spiega col fenomeno dell'emissione « a freddo » prodotto da un campo elettrico molto intenso, quale quello che, dato il piccolissimo spessore, si ha, anche sotto tensioni modeste, nello strato d'ossido di alluminio dei condensatori elettrolitici. Essendo l'elettrodo negativo costituito dall'elettrolito, che non contiene elettroni liberi, il campo elettrico può soltanto staccare alcuni elettroni dagli ioni negativi, dando luogo alla piccola corrente di dispersione ($<$ 1 mA sotto 450 V per qualche μF). Se si inverte la polarità della tensione applicata al condensatore, l'elettrodo di alluminio diventa negativo e poichè l'alluminio, come tutti i metalli, può emettere facilmente elettroni, si ha attraverso il condensatore una corrente intensa.

Lo spessore dello strato di ossido varia linearmente col valore di tensione adoperato nella formazione del condensatore. Si può così, a pari superficie di alluminio, attuare una capacità più o meno grande secondo la tensione massima che il condensatore dovrà sopportare. Il valor massimo della tensione applicata al condensatore non deve raggiungere un certo limite, funzione della resistività dell'elettrolito, per il quale si hanno scariche attraverso lo strato di ossido. L'ampiezza della componente alternata della tensione, oltre che dalla condizione di non rendere mai l'anodo negativo rispetto al catodo, è anche limitata dal fatto che la corrispondente corrente alternata che traversa il condensatore non deve superare un certo valore (si è giunti con speciale trattamento dell'involucro di alluminio fino a 4÷5 mA/cm^2 a 50÷100 Hz) per evitare la formazione di un secondo condensatore in serie al primo, dovuta alla ossidazione del recipiente di alluminio che contiene l'elettrolito. Questa ossidazione non si manifesta più a frequenze maggiori di 500 Hz.

La temperatura influisce sulla conducibilità dell'elettrolito e quindi sulla corrente di dispersione che da 20° a 60° varia nel rapporto di 1 a 3. L'ossigeno prodotto dalla corrente di dispersione aumenta progressivamente lo spessore dello strato di ossido facendo così diminuire la capa-

cità. Condensatori di più di 10 μF tenuti sotto 450 V per un anno sono diminuiti di 0,3 μF.

Sono descritti i tre principali tipi di condensatori costruiti dalla Philips, distinti fra loro principalmente per la tensione ammissibile in servizio. Non è detto quale sia l'elettrolito adoperato.

G. Cl.

FONOGRAFIA E CINEMATOGRAFIA SONORA.

C. N. HICKMAN — **Registrazione magnetica dei suoni.** (Bell S.T.J., aprile 1937, XVI, 2, pag. 165-177, con 10 fig.).

La registrazione magnetica dei suoni su nastro d'acciaio può essere effettuata in tre modi, corrispondenti a tre direzioni di magnetizzazione diverse rispetto alle dimensioni del nastro: e precisamente, a seconda che la direzione di magnetizzazione forma un piccolo angolo con l'asse del nastro, o è perpendicolare all'asse e parallela alla larghezza, oppure perpendicolare all'asse e parallela allo spessore, si hanno i tre tipi di registrazione sonora con magnetizzazione *longitudinale*, *trasversale* o *perpendicolare*.

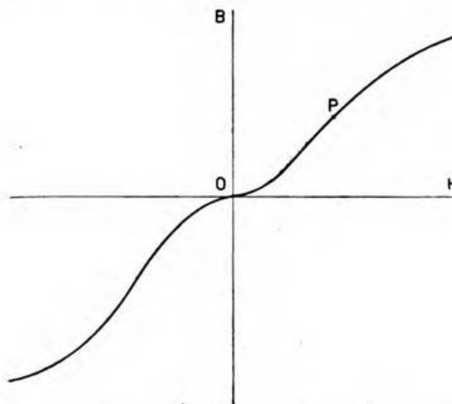


Fig. 1. — Curva di magnetizzazione per l'acciaio.

I primi due sistemi dànno luogo a notevoli distorsioni per causa dei flussi dispersi dovuti all'inevitabile distanza fra i pezzi polari registratori, che debbono comprendere la larghezza del nastro. La registrazione sonora con magnetizzazione perpendicolare permette di porre i pezzi polari a piccola distanza fra loro; ma anche in tal caso, se non si dà al nastro alcuna magnetizzazione preventiva, si ha — come risulta dall'esame della curva di magnetizzazione di fig. 1 — notevole distorsione tanto per i segnali deboli quanto per quelli forti. A ciò si può ovviare eliminando la parte inferiore della curva di magnetizzazione e dando una polarizzazione tale da fare corrispondere il punto di funzionamento iniziale al punto medio *P* del tratto quasi rettilineo.

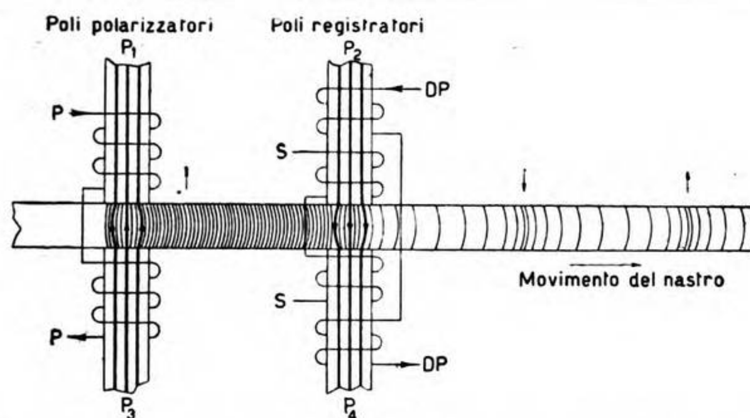


Fig. 2. — Metodo di registrazione sonora su nastro d'acciaio con magnetizzazione perpendicolare: *P* - avvolgimento polarizzatore; *DP* - avvolgimento depolarizzatore; *S* - avvolgimento del segnale.

Si riesce ad utilizzare un tratto più ampio di curva di magnetizzazione, se si dispongono due coppie di pezzi polari nel modo indicato in fig. 2: una di esse serve a dare una magnetizzazione base in modo da far percorrere al nastro che si magnetizza i due tratti *OP-PR* di fig. 3; l'altra ha due avvolgimenti percorsi rispettivamente l'uno da una corrente continua con direzione tale da generare un flusso inverso al precedente, e l'altro dalla corrente del segnale. Se quest'ultima manca, il nastro, quando passa fra i pezzi polari della seconda coppia, subisce una magnetizzazione corrispondente ai tratti *RA-AA'* o *RN-NO* o *RB-BB'* a seconda dell'intensità della corrente continua. Se invece, scelto opportunamente il valore del flusso depolarizzatore, ad esempio tale da arrivare in *N*,

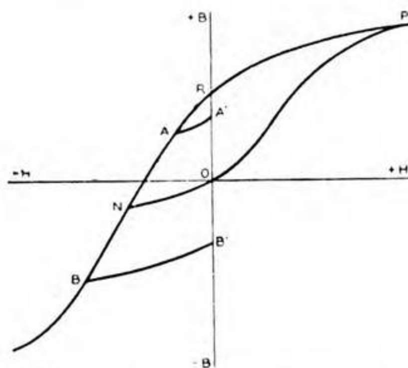


Fig. 3. — Diagramma dei cicli di magnetizzazione attraverso i quali possono passare gli elementi del nastro d'acciaio durante il processo di registrazione.

si sovrappone ad esso il campo alternativo della corrente acustica, si può ottenere la registrazione sonora priva di distorsioni poichè la curva di magnetizzazione è praticamente rettilinea per un notevole tratto, sia al di sopra, sia al di sotto di N.

Vantaggi del procedimento sono: la possibilità d'una riproduzione pressochè immediata; la semplicità dei dispositivi; l'eliminazione dei disturbi dovuti alle vibrazioni, che s'incontrano nella règistrazione meccanica; la facilità di conservare in condizioni perfette il nastro portante la registrazione che si può riprodurre migliaia di volte. È inoltre possibile annullare la registrazione e quindi usare lo stesso nastro per parecchie registrazioni.

E. Fa.

LINEE E CONDUTTURE.

E. I. Green — **Il sistema a cavo coassiale.** (Bell Lab. Record, maggio 1937, XV, 9, pag. 274-280, con 4 fig.).

C. Kreisher — **Costruzione del cavo coassiale.** (Bell Lab. Record, giugno 1937, XV, 10, pag. 325-328, con 4 fig.).

T. C. Henneberger — **Installazione del cavo coassiale.** (Bell Lab. Record, giugno 1937, XV, 10, pag. 329-333, con 5 fig.).

L. C. Peterson — **Onde vettrici per gruppi coassiali.** (Bell Lab. Record, luglio 1937, XV, 11, pag. 357-360, con 5 fig.).

A. G. Yensen — **Gruppo terminale per il sistema coassiale.** (Bell Lab. Record, luglio 1937, XV, 11, pag. 361-365, con 5 fig.).

K. C. Black — **Ripetitori per il sistema coassiale.** (Bell Lab. Record, agosto 1937, XV, 12, pag. 385-390, con 6 fig.).

Verso la metà dello scorso aprile è stato attuato il collegamento telefonico attraverso cavo coassiale tra New York e Philadelphia mediante un sistema atto a consentire la trasmissione di frequenze fino a 1030 kHz. Ad ogni canale di trasmissione è riservata una banda di 4 kHz nell'intervallo tra 60 e 1020 kHz, avendosi così disponibili 240 canali, che permettono un egual numero di conversazioni contemporanee.

Per la necessaria modulazione i canali sono divisi in 20 gruppi di 12 canali ciascuno, le cui frequenze portanti si estendono per ogni gruppo da 60 a 108 kHz a intervalli di 4 kHz e sono modulate direttamente dalle correnti telefoniche. Il primo gruppo di 12 correnti modulate viene direttamente avviato sul cavo; gli altri 19 modulano a loro volta un sistema di 19 frequenze che si seguono a intervalli di 48 kHz, al di sopra dei 108 kHz, in modo da dare luogo all'intera gamma delle 240 frequenze portanti.

Per soddisfare alle esigenze della trasmissione di bande di frequenza così estese, è stata studiata una coppia costituita da un conduttore centrale massiccio e da un conduttore di ritorno concentrico col primo. I due conduttori sono bene isolati tra loro, e la capacità propria del cavo è tenuta molto bassa. Il conduttore centrale è di rame semicrudo, il conduttore cilindrico esterno è costituito da 9 strisce di rame profilato.

Le strisce, avvolte ad elica, si ricoprono in parte in modo da formare un conduttore tubolare con superficie omogenea continua. L'isolamento tra i due conduttori è costituito da sottili dischi di ebanite, a piccola perdita per le alte frequenze, i quali vengono forzati a caldo sul conduttore centrale. La solidità meccanica dell'insieme è assicurata da due fasce sottili di acciaio avvolte sul conduttore esterno.

Il cavo coassiale completo comprende due di queste unità per la trasmissione nei due sensi, più due bicoppie che servono per scopi ausiliari. Esso è completato da un mantello di piombo e da armature analoghe a quelle di un comune cavo telefonico. La sezione totale del cavo è circa un nono di quella di un cavo ordinario per un egual numero di conversazioni.

La tecnica di installazione del cavo non differisce molto da quella di un cavo comune. Tuttavia, mentre usualmente un cavo telefonico viene provato a pressione solo per scoprire eventuali difetti di fabbricazione, il cavo coassiale è lasciato permanentemente sotto pressione per scoprire subito eventuali guasti. Ciò ha richiesto naturalmente lo studio di muffole stagne e di sezionatori. È stata sviluppata l'apparecchiatura automatica che segnala il guasto all'abbassarsi della pressione e permette anche la determinazione del posto in cui il guasto è avvenuto. L'apparecchiatura stessa provvede a togliere tensione al cavo il quale è adibito anche al trasporto di energia a 330 volt, 60 hertz; in tal modo si evitano incidenti al personale che esegue la riparazione.

L'elevata attenuazione, che si verifica alle frequenze trasmesse, richiede l'inserzione di stazioni amplificatrici a distanza di 18 km circa. Dato il costo della manutenzione, si è ricorso a stazioni automatiche che vengono alimentate mediante l'energia trasportata dal cavo stesso. Gli amplificatori, anch'essi unidirezionali, sono a tre tubi, gli ultimi due in controreazione: il guadagno è di circa 60 decibel per ciascuna delle stazioni.

L'amplificazione è fissa per alcune di esse, per altre regolabile automaticamente in modo da compensare le variazioni di attenuazione dovute alle variazioni di temperatura del cavo: ciò si ottiene mediante un segnale pilota a 60 kHz. Poichè le variazioni dell'attenuazione non sono costanti alle diverse frequenze, si è provveduto ad una regolazione della curva di risposta, modificando l'amplificazione in corrispondenza delle frequenze più elevate mediante un segnale pilota a 1024 kHz.

Il problema della prima modulazione è stato risolto giovandosi notevolmente della pratica dei comuni sistemi a 12 canali. La modulazione di gruppo ha portato invece a problemi nuovi, date le alte frequenze in gioco nella modulazione. Per ogni gruppo viene trasmessa la sola banda inferiore di modulazione; quella superiore deve essere soppressa o quanto meno attenuata oltre i 60 ÷ 80 decibel. Il modulatore e il demodulatore di ogni gruppo sono costituiti con tubi in opposizione e ad un solo stadio. I tubi sono pentodi di potenza con piccola capacità interna e sono accuratamente disaccoppiati per evitare reazioni.

I numerosi filtri hanno richiesto anch'essi studi particolari. Si è trovato necessario fare in modo che essi non si disturbino scambievolmente a causa della vicinanza delle frequenze di taglio; si sono a tale scopo riuniti i gruppi pari ed i gruppi dispari su due linee diverse, derivate dal cavo coassiale mediante trasformatori speciali, i quali mantengono disaccoppiate le due linee.

Un altro problema da risolvere era quello di fornire le frequenze portanti ai 19 modulatori di gruppo. Il sistema che si è mostrato più efficiente è quello della generazione di armoniche mediante l'uso di un trasformatore a ferro con elevata permeabilità e basso limite di saturazione. Alimentando il primario di un tale trasformatore con onde di tensione sinusoidali, si ottengono al secondario onde di tensione molto appuntite, aventi durata minima rispetto al periodo della f.e.m. primaria. Queste onde sono ricche di armoniche dispari le quali, dalla nona alla quarantacinquesima, hanno ampiezza praticamente costante.

Questi trasformatori sono alimentati, attraverso un amplificatore, da un unico oscillatore a 24 kHz; la selezione delle armoniche è affidata a risuonatori comandati a quarzo. La potenza d'uscita del circuito oscillatorio è sufficiente a fornire la frequenza portante ai modulatori di gruppo senza ulteriori amplificazioni.

T. L.

MISURE.

O. Macek — **Ricerche sulla misura statica, mediante diodi, di tensioni alternative.** (H. F. Techn. u. El. Ak., aprile 1937, XLIX, 4, pag. 133-137, con 5 fig.).

Si studiano voltmetri a diodo con resistenza di rettificazione elevatissima (praticamente la resistenza di isolamento del complesso), muniti di un elettrometro come strumento indicatore. Si esaminano poi diffusamente le loro caratteristiche di funzionamento e le cause di errore nelle misure: la lettura dell'elettrometro può essere resa con buona precisione eguale al valore massimo della tensione alternativa da misurare; il voltmetro introduce pochissima perturbazione nei circuiti cui è collegato e mantiene la sua taratura per campi molto ampi di frequenza.

La costante di tempo del complesso non deve risultare nè troppo grande (altrimenti l'indicatore è troppo pigro a seguire le variazioni della tensione da misurare), nè troppo piccola (altrimenti non si ha più raddrizzamento per valore massimo).

Come raddrizzatori vengono usati diodi normali oppure cellule fotoelettriche; i primi si prestano bene allo scopo, ma è necessario che l'accensione sia mantenuta rigorosamente costante e risulta inoltre difficile isolare da terra il circuito catodico; le cellule fotoelettriche sembrano invece molto adatte.

Si riportano numerosi risultati sperimentali che illustrano le caratteristiche di funzionamento dei voltmetri.

G. C.

MODULAZIONE E RIVELAZIONE.

M. G. Crosby — **Disturbi caratteristici della modulazione di frequenza.** (Proc. I. R. E., aprile 1937, XXV, 4, pag. 472-514, con 16 fig.).

Viene svolto uno studio teorico e sperimentale per stabilire un confronto tra i rapporti segnale/disturbo di un normale sistema di modulazione di ampiezza, e di un sistema di modulazione di frequenza. Il ricevitore per onde modulate in frequenza è indicato schematicamente in fig. 1, dove il « convertitore di modulazione » è un dispositivo capace di fornire una tensione di uscita che varia linearmente con la frequenza della tensione di entrata, e quindi di effettuare una fedele trasformazione di modulazione di frequenza in modulazione di ampiezza.



Fig. 1. — Schema di massima di un ricevitore per onde modulate in frequenza.

Nella composizione analitica del segnale con tensioni di disturbo sia di tipo continuo sia di tipo transitorio, viene trascurato il termine relativo alla modulazione di ampiezza per tenere conto dell'azione del limitatore; derivando la fase della tensione risultante rispetto al tempo, si ottiene la frequenza del segnale applicato all'ingresso del convertitore di modulazione, e quindi la tensione di uscita dal convertitore stesso. Le espressioni di tale tensione di uscita, dalle quali si ricavano facilmente i rapporti segnale/disturbo, risultano semplici se tali rapporti sono elevati. In questo caso, rispetto ad un normale sistema di modulazione di ampiezza, a parità di gamma acustica, si ottengono in tal modo i seguenti rapporti tra il disturbo che si avrebbe nel caso di modulazione di ampiezza e quello che si ha nel caso di modulazione di frequenza:

per disturbi di tipo continuo (effetto Shot, agitazione termica e così via) . . . . . $\sqrt{3}\,\frac{F_d}{F_a}$

per disturbi di tipo transitorio . . . . . $2\,\frac{F_d}{F_a}$;

qui F_a è la più alta frequenza acustica, F_d la deviazione massima della frequenza del segnale dovuta alla modulazione, e il rapporto F_d / F_a è definito come « rapporto di deviazione ».

Quando il rapporto segnale/disturbo si avvicina all'unità, si devono considerare le formule complete che sono molto complesse. Se però si tiene presente che l'amplificazione negli amplificatori di media ed alta frequenza è limitata ad una certa larghezza di banda, risulta evidente che il massimo scarto di frequenza prodotto dai disturbi non può mai

superare metà della larghezza della banda di amplificazione stessa. La limitazione di frequenza si traduce attraverso il convertitore di modulazione in una limitazione di ampiezza del disturbo, e il disturbo medesimo si manifesta come una depressione del segnale di modulazione. Siccome poi in generale l'attenuazione del filtro passa-basso associato all'amplificatore a frequenza acustica, per disturbi di tipo impulsivo, ha maggiore effetto sul disturbo che sul segnale, è possibile con la modulazione di frequenza avere un vantaggio anche quando il rapporto segnale/disturbo risulti inferiore all'unità.

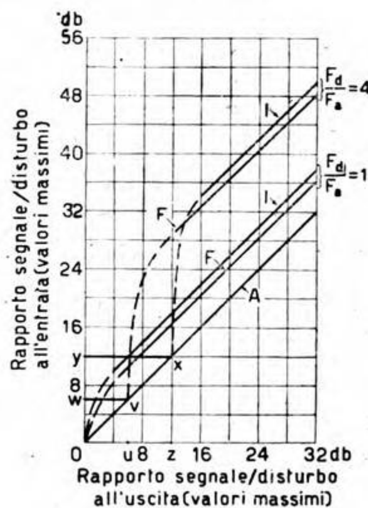


Figura 2.

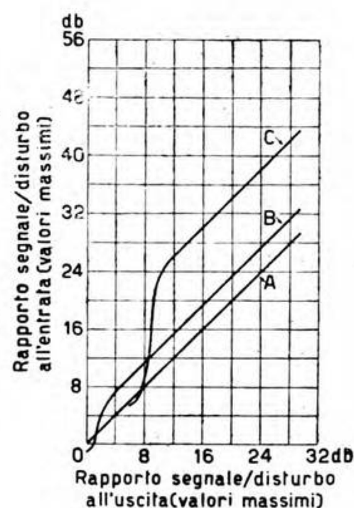


Figura 3.

Fig. 2. — Caratteristiche teoriche del rapporto segnale/disturbo per modulazione di frequenza e di ampiezza senza tenere conto del guadagno al trasmettitore. Le curve segnate I ed F indicano le caratteristiche del ricevitore a modulazione di frequenza per disturbi rispettivamente di tipo continuo e di tipo transitorio. F_d/F_a è il rapporto di deviazione.

Fig. 3. — Caratteristiche del rapporto segnale/disturbo sperimentali per disturbi di natura continua. Curva A: ricevitore a modulazione di ampiezza. Curva B: ricevitore a modulazione di frequenza con rapporto di deviazione unitario. Curva C: ricevitore a modulazione di frequenza con rapporto di deviazione uguale a 4.

Aggiungendo la considerazione che un trasmettitore di onde modulate in frequenza funziona ad ampiezza costante, l'autore è indotto a ritenere che, a parità di apparecchiatura trasmittente, ai vari vantaggi calcolati si debba aggiungere un ulteriore vantaggio di 4 volte.

Le curve di fig. 2 riassumono i risultati teorici, mentre quelle di fig. 3 dànno le caratteristiche sperimentali del rapporto segnale/disturbo.

G. B.

PIEZOELETTRICITÀ E MAGNETOSTRIZIONE.

M. TOURNIER — **Storia ed applicazioni della piezoelettricità.** (El. Comm., aprile 1937, XV, 4, pag. 312-327, con 10 fig.).

Viene esposta in forma assai attraente la storia della scoperta e delle applicazioni della piezoelettricità a partire dall'anno 1881, in cui Pierre Curie, sulla base dei suoi studi sulla piroelettricità e per il principio di simmetria, era condotto a prevedere il fenomeno della piezoelettricità prima di poterlo osservare realmente. La teoria completa dei fenomeni piezoelettrici veniva pubblicata da Voigt circa dieci anni più tardi (1890-1892). Di essa si riportano e discutono le principali conclusioni.

Nel 1914 gli studi sul fenomeno venivano ripresi e ad opera del Langevin si ebbero le prime applicazioni al campo degli ultrasuoni per lo studio dei corpi subacquei: di queste e delle molte altre che ne sono derivate nel medesimo campo si dà un breve cenno. Larga parte del lavoro è riservata invece all'uso dei quarzi piezoelettrici per la stabilizzazione e per le misure di frequenza. L'articolo si chiude con una rapida rassegna delle più moderne applicazioni nel campo dell'acustica e dei filtri elettrici. *L. P.*

PROPAGAZIONE DELLE RADIOONDE.

K. A. NORTON — **La propagazione di radioonde sulla superficie terrestre e nell'alta atmosfera. Parte II: Propagazione da antenne verticali, orizzontali ed a-telaio su un terreno piano di conduttività finita.** (Proc. I.R.E., settembre 1937, XXV, 9, pag. 1203-1236, con 10 fig.).

Proseguendo lo studio riassuntivo delle teorie dell'irradiazione dalle antenne (1), l'autore fornisce espressioni completamente generali del campo elettrico in un punto qualsiasi di una terra piana di conduttività finita, irradiato da un sistema qualunque di dipoli elettrici verticali ed orizzontali. Altre formule dànno il campo irradiato da antenne a telaio con l'asse parallelo o perpendicolare al terreno. Le varie espressioni, oltre a rendere possibile la determinazione delle componenti del campo elettrico a diverse altezze al di sopra della terra, possono essere usate per determinare l'influenza dell'altezza dell'antenna trasmittente sull'attenuazione delle onde, e delle costanti del terreno sull'altezza efficace dell'antenna stessa.

Per illustrare l'uso delle formule e degli sviluppi asintotici, vengono ricavati il campo sulla superficie terrestre irradiato da un'antenna verticale direttamente connessa a terra e con distribuzione sinusoidale di corrente, ed il campo irradiato da un'antenna per mezza onda verticale elevata, e da un'antenna per mezza onda orizzontale. In particolare viene calcolata l'altezza efficace dell'antenna verticale connessa a terra in funzione delle costanti del terreno, e l'espressione trovata viene applicata al caso particolare di un'antenna per quarto d'onda, in modo da deter-

(1) A.F., 1937, VI, p. 270.

minare l'influenza delle caratteristiche del terreno sull'intensità del campo nelle sue vicinanze. Le formule sono anche usate per determinare la variazione dell'attenuazione in funzione dell'altezza dell'antenna nel caso delle frequenze elevate ed ultraelevate.

Dalla teoria si deduce come, per determinare il rendimento di un'antenna trasmittente, dovrebbe essere preferibile misurare il valore del prodotto del campo per la distanza ad una distanza che sia un multiplo determinato e fisso della lunghezza d'onda emessa, piuttosto che riferirsi all'intensità del campo non attenuato ad una distanza di 1,6 km, come si fa d'ordinario. Risulta infatti che il prodotto indicato varia entro larghi limiti al variare della conduttività, della frequenza e della resistenza dell'antenna. Tra l'altro una bassa conduttività sotto l'antenna produce un aumento del campo alla superficie terrestre in prossimità dell'antenna stessa. Alle grandi distanze questo benefico effetto risulterebbe eliminato dalla più alta attenuazione.

Le formule calcolate consentono anche di determinare l'inclinazione del campo alla superficie del suolo. In fine il calcolo del vettore di Poynting dimostra che una parte della energia dell'onda fluisce verso l'interno del terreno, dando così ragione della presenza delle correnti indotte nel terreno stesso.

R. S.

RADIOTECNICA GENERALE, IMPIANTI E ACCESSORI.

L. ESPENSCHIED — **L'origine e lo sviluppo della radiotelefonia.** (Proc. I.R.E., settembre 1937, XXV, 9, pag. 1101-1123, con 8 fig.).

La radiotelefonia non seguì fin dagli inizi il rapido progredire della telegrafia senza fili, poichè i requisiti che si pretendono da un collegamento radiotelefonico risultano ben più severi di quelli necessari per una comunicazione radiotelegrafica. In particolare nel caso della telefonia si richiede: comunicazione contemporanea a due vie, modulazione della frequenza portante per tutte le frequenze acustiche, ampia banda di frequenza passante sia negli apparati trasmittenti sia in quelli riceventi; la qualità della trasmissione deve inoltre essere tale da permetterne l'uso anche da parte di un qualsiasi utente, non già da speciali operatori. Si può dire che la radiotelefonia fu resa attuabile soltanto dopo la scoperta del tubo termoionico e che fu appunto lo sviluppo di quest'ultimo a dirigerne per molti anni il progresso.

Nel novembre del 1915 fu per la prima volta possibile comunicare a viva voce attraverso alcune migliaia di kilometri (fra l'America e l'Europa), usando un collegamento ad onde lunghe della potenza di circa 3 kw d'antenna. La scoperta della notevole portata delle onde corte diede in fine un impulso decisivo alla radiotelefonia. Da circa 10 anni è stato possibile attuare e mantenere in efficienza un numero così rilevante di collegamenti radiotelefonici, che è ormai possibile per il 93 % degli utenti telefonici di ogni parte del mondo comunicare fra di loro a qualsiasi distanza.

Negli anni più recenti anche le onde ultracorte furono usate per collegamenti radiotelefonici. Queste ultime sembra però che non assicurino quella stabilità di trasmissione che si sperava di ottenere, perchè la loro propagazione risulta influenzata dalle condizioni dell'atmosfera interposta lungo il loro cammino.

B. Ce.

H. Ralph e R. L. Hughes — **L'apparecchiatura telefonica e telegrafica a frequenze portanti per il cavo sottomarino dello Stretto di Bass.** (El. Comm., aprile 1937, XV, 4, pag. 284-307, con 27 fig.).

Il cavo sottomarino dello stretto di Bass (Australia-Tasmania), posato nel novembre 1935, è del tipo coassiale (fig. 1) con isolamento in paragutta, e permette di utilizzare per le trasmissioni una gamma di frequenze estesa fino a circa 45 kHz. La tabella I dà un'idea delle comunicazioni attuabili con tale cavo, in connessione con le linee aeree già esistenti in Australia e in Tasmania.

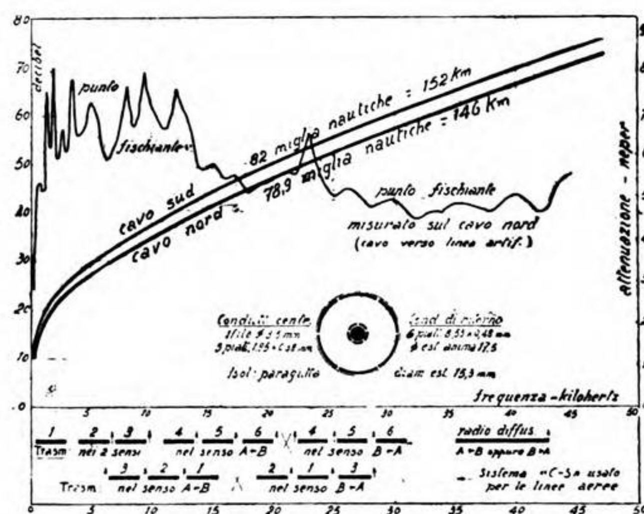


Fig. 1. — Caratteristiche e grafico di utilizzazione del cavo sottomarino Australia-Tasmania.

Nella fig. 1 sono indicate le curve di attenuazione delle due parti in cui il cavo si divide, appoggiandosi all'isola di King, e la disposizione delle gamme di frequenza adoperate, con le relative frequenze portanti. Come si vede, oltre alla gamma telefonica normale, vengono utilizzate per la trasmissione telefonica nei due sensi anche le due prime gamme su frequenze portanti. Ciò è possibile perchè fino alla frequenza di oltre 10 kHz si è potuto ottenere un punto fischiante molto superiore all'attenuazione del cavo, come mostra la figura stessa. Le altre sei gamme

TABELLA I.

SISTEMA DI COMUNICAZIONI FRA L'AUSTRALIA E LA TASMANIA

STAZIONI E TIPI DI COLLEGAMENTO	DISTANZE	IMPIANTO INIZIALE (1936) NUMERO DI CANALI			IMPIANTO FINALE (dopo il 1940) NUMERO DI CANALI		
	km	telefonici bidirezionali	telegrafici bidirezionali	musicali unidirez. invertibili	telefonici bidirezionali	telegrafici bidirezionali	musicali unidirez. invertibili
Melbourne (Australia)							
Linea aerea (rame 2,85 mm)	210	3	5	1	5	7	1
Apollo Bay (Australia)							
Cavo sottomarino nord....	146	3	5	1	5	7	1
Isola di King (per Currie)							
Cavo sottomarino sud	152	3	5	1	5	7	1
Stanley (Tasmania)							
Linea aerea (rame 2,85 mm)	225	3	5	1	5	7	1
Launcheston (Tasmania)							
Linea aerea (rame 2,5 mm) .	210	—	2	1	2	3	1
Hobart (Tasmania)							
Comunicazioni disponibili:							
Melbourne-Launcheston	733	3	3	—	3	4	—
Melbourne-Hobart	943	—	2	1	2	3	1
Currie-Melb. e *Currie-Launch.*	—	1	—	—	1	—	—
Launch.-Melb. e *Launch.-Hob.*	—	—	—	1	—	—	1
Melb.-Stanley (provvisoria) .	508	1	—	—	—	—	—

di circa 2,5 kHz servono alla trasmissione in un senso solo e costituiscono tre canali, di cui uno adoperato per 7 comunicazioni telegrafiche rapide (50 baud) e due per telefonia. Oltre i 35 kHz vi è infine una gamma larga circa 7 kHz per trasmissioni musicali in un solo senso, ma invertibile. Nella stessa figura è indicata la disposizione delle gamme di frequenza attualmente in uso sulle linee aeree (sistema C-S); come si vede, essa è diversa da quella del cavo; perciò le stazioni amplificatrici terminali di questo sono provviste di apparecchi modulatori e demodulatori per il cambiamento delle frequenze portanti: il sistema di trasmissione del cavo resta così indipendente da quello delle linee aeree.

Sorvolando sulle particolarità del sistema di chiamata selettivo, del sistema telegrafico (1) e di quello radiofonico, è interessante accennare a quanto riguarda la trasmissione vera e propria sul cavo sottomarino. Esigenze particolari del sistema sono soprattutto: 1) l'uso di amplificatori con forte guadagno, non influenzato dalle variazioni di tensione delle batterie, e privi di distorsione su un' estesissima gamma di frequenze; 2) l'uso di una « bobina ibrida » che permetta la coesistenza, senza intermodulazioni, di trasmissioni uni- e bidirezionali; 3) l'uso di limitatori di livello per evitare interferenze fra le diverse comunicazioni telefoniche e fra esse e le telegrafiche, di speciali egualizzatori di attenuazione, di schermature opportunamente studiate, e via dicendo. Gli amplificatori sono del tipo a controreazione (2) con un guadagno massimo di 50 decibel e una gamma di frequenze da 200 a 50 000 Hz: in ogni stazione vi sono due amplificatori in tandem (ognuno a tre tubi) regolati per un guadagno fino a circa 80 decibel (oltre 9 neper).

L'insieme delle apparecchiature occupa circa 110 m² di pannelli, senza contare gli impianti di alimentazione di energia. Il funzionamento di tutto il sistema, sia per la qualità della trasmissione telefonica, la diafonia e il rumore, sia per il servizio telegrafico, si è mostrato pienamente soddisfacente. Il servizio per il pubblico è stato inaugurato il 25 marzo 1936 e il traffico è di circa 240 chiamate al giorno.

F. Ma.

(1) Il sistema telegrafico è quello descritto in A.F., 1932, I, p. 591.

(2) « Reversed-feedback amplifier » di H. S. Black (vedasi A.F., 1936, V, p. 286).

CRONACA TECNICA

APPLICAZIONI VARIE.

Da molti anni sono in corso — anche per opera dell'Amministrazione italiana delle Ferrovie dello Stato — studi sull'**applicazione delle radiocomunicazioni all'esercizio ferroviario.** Di essi vien data notizia nel fascicolo di luglio 1937 della *Riv. tecn. F. I.*

Numerose prove sono state eseguite per attuare comunicazioni radioelettriche fra i treni in corsa allo scopo di assicurare il regolare distanziamento e quindi la sicurezza dei convogli; esse hanno dimostrato che il sistema non può per ora dare sicuro affidamento.

Altri studi si sono rivolti alle comunicazioni propriamente dette, cioè al collegamento radiotelegrafico e radiotelefonico non solo fra le varie stazioni, ma anche dei treni con le stazioni e dei treni fra di loro. I tre complessi radiotelegrafonici di tipo F. S. 70, installati nel 1934 sulla linea Bologna-Verona e precisamente a Bologna, S. Giovanni in Persiceto e S. Felice sul Panaro, hanno fino ad oggi funzionato regolarmente: sono facilmente trasportabili e quindi adatti per eseguire rapidamente collegamenti di fortuna. Esperimenti, tuttora in corso, di comunicazioni fra treni in moto e posti radiotelegrafonici fissi hanno dato risultati molto soddisfacenti.

E. Fa.

MISURE.

Nel numero di luglio 1937 di *Electronics* E. L. Chaffee descrive un metodo che consente il **rilievo delle caratteristiche statiche dei tubi di potenza,** anche in corrispondenza di valori molto elevati di corrente anodica e di griglia, senza che si sorpassino i limiti di dissipazione ammessi dal tubo.

Il metodo si basa sul ben noto principio di polarizzare il tubo in esame oltre l'interdizione, e di alimentare griglia e placca mediante due tensioni sinusoidali in fase. La durata dell'intervallo di circolazione della corrente anodica viene regolata mediante un tiratron, inserito nel circuito di griglia, il quale permette di applicare la tensione alternativa di griglia solo in corrispondenza al suo valore massimo e per un brevissimo intervallo di tempo.

La misura della potenza dissipata negli elettrodi si compie per mezzo di wattmetri, quella del valore massimo delle tensioni e delle correnti (misura della caduta di tensione in una resistenza nota) viene eseguita con metodo potenziometrico opponendo la tensione di paragone e la tensione incognita durante brevissimi intervalli di tempo mediante un interruttore rotante sincrono. Quale strumento di riduzione a zero si adopera un oscillografo catodico.

L. P.

TUBI ELETTRONICI.

E. D. Mc Arthur, dopo aver ricordato che la corrente elettronica fra due elettrodi piani nel vuoto, per tensione costante fra i due elettrodi, è direttamente proporzionale all'area delle superficie affacciate, tratta nel fascicolo del marzo 1937 di *Electronics* della attuazione di un **tubo elettronico ad anodo mobile** in cui il comando della corrente anodica viene effettuato appunto mediante variazione di questa area.

Il tubo è del tipo completamente in metallo ed è fornito di un catodo a forma di lungo prisma rettangolare e di un anodo pure a forma di prisma rettangolare cui manca una parete. L'anodo è fissato ad un braccio d'acciaio che passa all'esterno del bulbo metallico attraversando un diaframma flessibile di ferro; questo serve alla tenuta di vuoto e costituisce una cerniera intorno a cui può rotare l'anodo mobile, comandato dal detto braccio.

L'area utile dell'anodo è direttamente proporzionale alla deviazione del braccio, e, poichè la corrente anodica dipende linearmente da questa area, la relazione fra corrente anodica e spostamento è pure lineare (restando naturalmente costanti gli altri parametri da cui tale corrente dipende).

Misurando lo spostamento ad una distanza di 2,5 cm dal diaframma, l'autore ha trovato che ad uno spostamento di 0,01 mm corrisponde una variazione della corrente di placca di 2,8 mA. Lo spostamento massimo è di 1,27 mm e la corrente di placca può raggiungere valori dell'ordine di 200 mA.

Il tubo può essere usato in tutte quelle applicazioni che richiedono la trasformazione di piccoli movimenti meccanici in variazioni di tensione elettrica, per esempio in sismografi, microfoni, indicatori di pressione, riproduttori fonografici, termoregolatori e così via.

G. Pr.

NUOVI APPARECCHI

Filtro elettromeccanico a frequenza variabile (1).

EUGENIO FUBINI-GHIRON

Si descrive un dispositivo elettromeccanico adatto a funzionare da risuonatore a frequenza acustica. Una lamina, incastrata ad una estremità, è messa in vibrazione dall'altra estremità mediante un piccolo elettromagnete; il movimento della lamina induce nell'avvolgimento di un secondo piccolo elettromagnete una tensione oscillante che ha ovviamente una ampiezza particolarmente grande se la frequenza di eccitazione corrisponde a quella di risonanza meccanica. La caratteristica essenziale dell'apparecchio è la possibilità di cambiare con continuità il valore della suddetta frequenza di risonanza spostando, mediante la manovra di un volantino, la posizione dell'incastro.

Viene così attuato un risuonatore, che può servire molto efficacemente a selezionare tensioni di frequenza variabile a piacere in una gamma compresa tra pochi Hz e 1200 Hz. Si forniscono particolari costruttivi e risultati di misure effettuate con esso. Il risuonatore equivale, dal punto di vista elettrico, ad un circuito risonante con coefficiente di risonanza compreso tra 100 e 250.

Mentre venivano fatti studi per l'attuazione di una apparecchiatura adatta alle misure di frequenze con elevata precisione, si presentò il problema di separare, nel campo sotto ai 1000 Hz, tensioni a frequenza poco diversa (differenze di 30 ÷ 50 Hz): per dare un esempio si può citare la necessità di ricavare da un multivibratore a 50 Hz tensioni a 100, 150, ... Hz sufficientemente sinusoidali. Non sembrò nè comodo nè facile ottenere lo scopo con mezzi puramente elettrici e risultò opportuno ricorrere a mezzi elettromeccanici (2).

(1) La Società Istrumenti di Misura C. G. S. ha attuato praticamente l'apparecchio che viene qui descritto, fornendo l'aiuto della speciale competenza costruttiva dei suoi tecnici. Agli ingegneri G. Bauchiero e B. Usigli devo per questo gratitudine e ringraziamenti particolari.

(2) Devo all'ingegnere P. Pontecorvo il primo suggerimento di una soluzione di questo genere e consigli sulle successive modificazioni.

Il principio su cui si basa il funzionamento dei filtri meccanici è ben noto e appare schematizzato nella figura 1: una laminetta fissata in I è messa, mediante un magnete M_1, in vibrazione da una tensione la cui frequenza corrisponde a quella di risonanza. Anche se la forma della tensione « eccitatrice » è molto lontana dalla sinusoide, l'elemento meccanico vibra con sufficiente sinoidalità, perchè nell'avvolgimento di un altro magnete M_2 venga indotta una tensione sufficientemente pura.

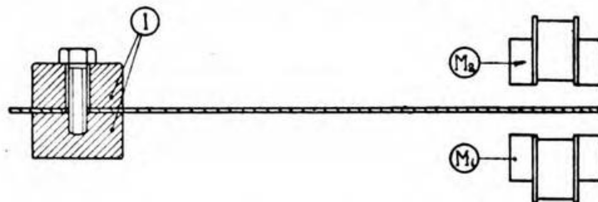


Fig. 1. — Filtro meccanico elementare.

È evidente che, se l'apparecchio venisse attuato secondo la figura 1, occorrerebbero tanti filtri quante sono le frequenze che si vogliono filtrare. Questa soluzione, oltrechè costosa, sarebbe anche incomoda, perchè essa renderebbe necessario stabilire a priori le frequenze interessanti e limitare perciò le possibilità di future applicazioni.

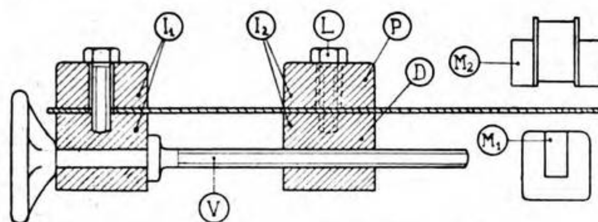


Fig. 2. — Filtro meccanico a frequenza regolabile.

Sorse così l'idea di costruire un filtro meccanico la cui frequenza di risonanza potesse essere regolata a volontà ed in modo continuo. La cosa allargava notevolmente il campo delle applicazioni e si pensò di ottenere lo scopo mediante un dispositivo del tipo schematizzato in figura 2: I_1 è un incastro fisso, I_2 un incastro spostabile mediante la vite V; le viti L hanno lo scopo di determinare una pressione sufficiente tra P e D perchè l'incastro possa considerarsi perfetto.

Un primo esemplare fu attuato su queste basi a scopo di orientamento. I magnetini M_1 e M_2 furono disposti perpendicolarmente l'uno all'altro per evitare induzioni dirette tra la tensione eccitatrice e quella filtrata.

I risultati raggiunti furono subito soddisfacenti. Ma l'uso di questo esemplare era assai incomodo; per cambiare la frequenza di risonanza

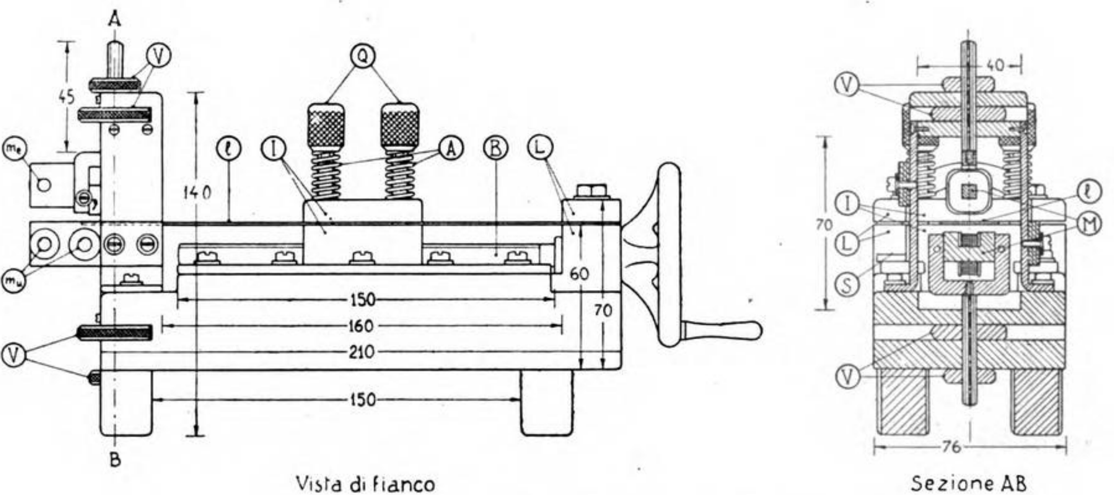


Fig. 3. — Vista e sezione del filtro a frequenza variabile.

A - molle di pressione dell'incastro mobile; *B* - vite per lo spostamento dell'incastro mobile; *I* - incastro mobile che può scorrere lungo la lamina; *L* - incastro fisso a uno degli estremi della lamina; *l* - lamina larga 25 mm; *M* - magnetini con bobine da 2000 Ω; m_e, m_u - morsetti di entrata e di uscita del filtro; *Q* - bottoni zigrinati per regolare la pressione delle molle; *S* - scala graduata per individuare la posizione dell'incastro mobile; *V* - bottoni zigrinati per la regolazione della distanza dei magnetini dalla lamina.

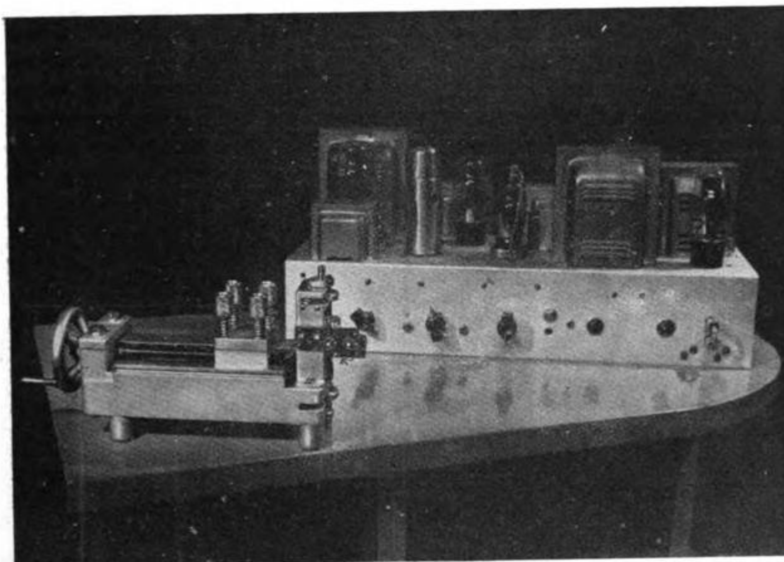


Fig. 4. — Filtro meccanico del primo tipo, con amplificatore.

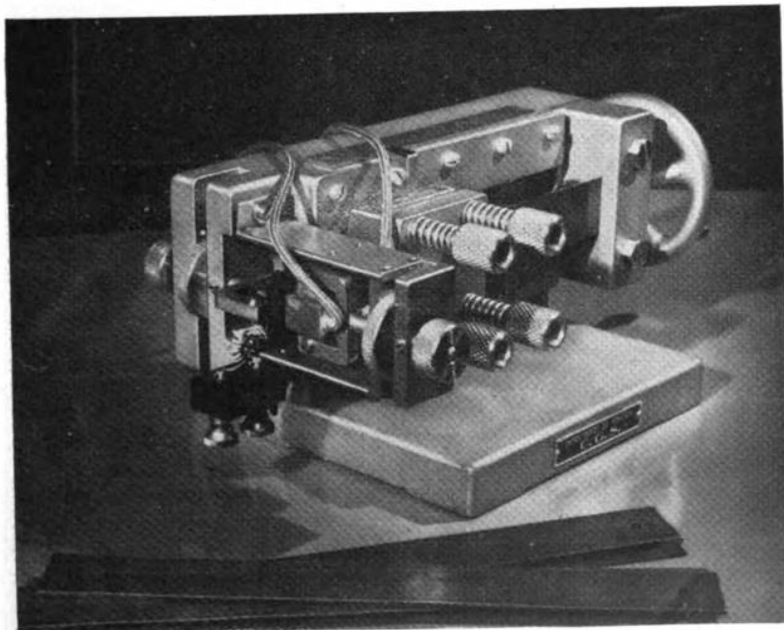


Fig. 5. — Filtro meccanico del tipo definitivo.

occorreva svitare le viti L prima di spostare I_2. Si constatò d'altronde sperimentalmente che la pressione delle viti L poteva essere relativamente scarsa senza sensibile peggioramento delle qualità filtranti. Si approfittò perciò della cortese offerta della Società C.G.S., per pregarla di attuare un altro esemplare del filtro secondo uno schema simile a quello di figura 2, sostituendo le viti L con molle e rendendo così scorrevole l'incastro.

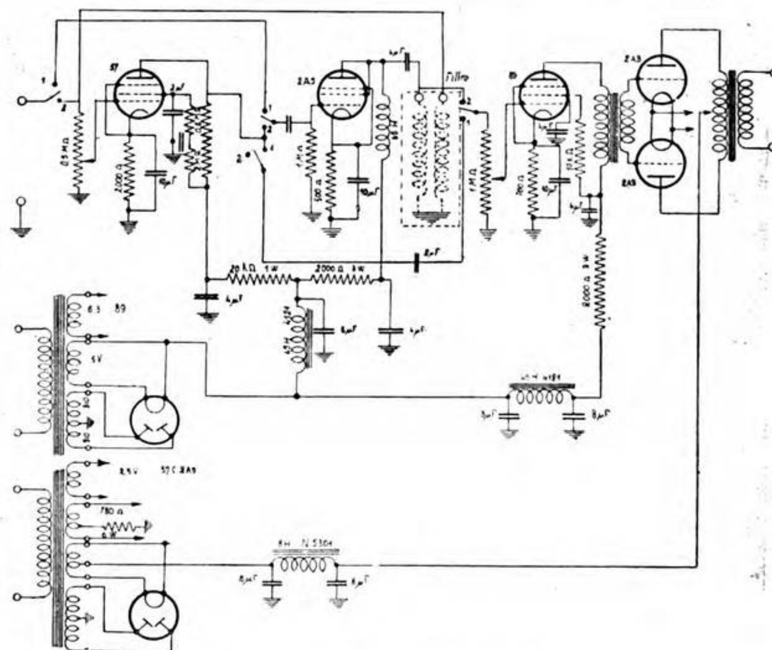


Fig. 6. — Schema dell'amplificatore.
Posizione 1: filtro; posizione 2: amplificatore e autooscillatore.

La forma definitiva dell'apparecchio, dopo i perfezionamenti costruttivi apportati dalla ditta costruttrice, è riportata nella figura 3 che è accompagnata dalle necessarie note esplicative. La figura 4 dà una fotografia del primo esemplare fabbricato. È opportuno aggiungere che durante le prove si è riscontrata la convenienza di mantenere verticale il piano della lamina invece che orizzontale come in figura 4. Sono perciò stati fabbricati altri due esemplari (fig. 5) in cui questa rotazione di 90° del filtro al completo è ottenuta nella maniera più semplice. Scopo di questa modificazione è quello di diminuire la variazione della freccia e perciò lo spostamento della estremità della lamina rispetto ai magneti al mutare della posizione dell'incastro.

Come complesso ausiliario per il filtro sono stati previsti uno stadio amplificatore S_1 (tubo 2A5) della tensione eccitatrice prima dell'ingresso del filtro e uno stadio amplificatore S_2 (tubo 57) della tensione di uscita.

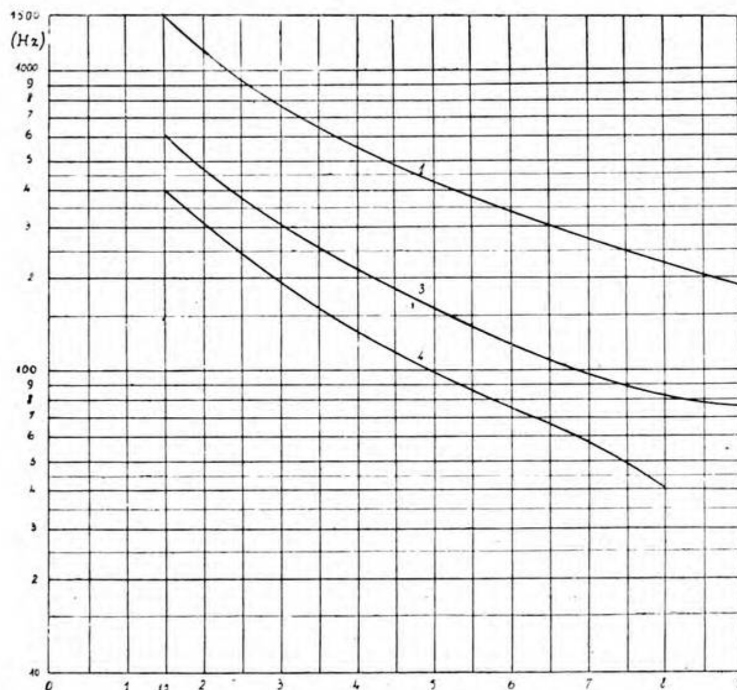


Fig. 7. — Frequenza di risonanza di tre lamine (1, 3, 4) in funzione della posizione dell'incastro mobile, letta sulla scala graduata.

Se il morsetto di uscita di S_2 è collegato opportunamente all'entrata di S_1, il filtro può funzionare come autooscillatore a bassa frequenza. Poichè, per ragioni inerenti allo scopo particolare cui lo strumento è destinato e che è inutile ricordare qui, era necessario disporre di una diecina di watt di potenza, all'uscita del filtro sono stati aggiunti due stadi amplificatori (tubo 89 e tubi 2A3 in controfase). Lo schema completo dell'amplificatore è rappresentato nella figura 6: alle due posizioni (1 e 2) del commutatore a quattro vie corrispondono rispettivamente i funzionamenti come filtro e come autooscillatore. Nella fotografia di figura 4 si vede l'amplificatore completo vicino al filtro.

La figura 7 rappresenta alcuni diagrammi, nei quali la frequenza passante del filtro è riportata in funzione della posizione dell'incastro mobile, per diverse lamine. Le lamine intercambiabili sono numerose e

può essere comodo l'uso dell'una o dell'altra per utilizzare la parte della curva, in cui ad un sensibile spostamento dell'incastro corrisponda una esigua variazione della frequenza di risonanza.

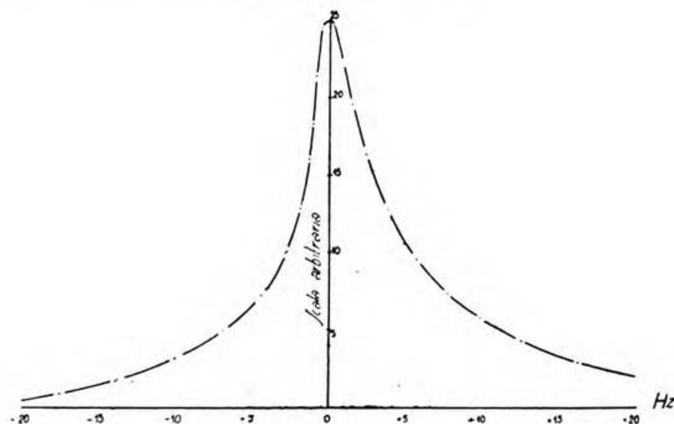


Fig. 8. — Curva di risonanza del filtro meccanico con la lamina 2, per 550 Hz (magnetini molto allontanati): $\omega L / R \backsimeq 160$.

Da alcune misure effettuate si desume che il filtro di cui si tratta equivale a un circuito risonante con coefficiente di risonanza variabile da 100 a 250 a seconda della lamina e della frequenza. Tale numero si potrebbe certo migliorare, scegliendo un acciaio migliore, ma il risultato raggiunto soddisfa perfettamente agli scopi che erano stati proposti. Una curva di risonanza con la lamina 2 per la frequenza di 550 Hz è riportata nella figura 8: le ordinate sono proporzionali alle tensioni che si ottengono all'uscita dell'amplificatore che segue il filtro, quando si varia man mano in più e in meno la frequenza a cui — con tensione costante — si alimenta il complesso.

Torino - Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris.

Vol. VII - N. 2 Febbraio 1938-XVI

ALTA FREQUENZA

SOMMAIRE

Les voltmètres logaritmiques ont une grande importance dans l'électro-acoustique expérimentale; il en existe déjà plusieurs sortes, mais le champ de variation et la vitesse d'enregistrement, qu'on a atteints jusqu'à maintenant, ne suffisent pas encore pour plusieurs mesures en électro-acoustique, par exemple dans l'étude des instruments musicaux et dans les expériences acoustiques sur modèles architectoniques, où on employe des fréquences très élevées.

Après avoir analysé le fonctionnement des voltmètres logaritmiques et en particulier de ceux construits avec des lampes électroniques à pente variant très rapidement avec la tension de grille, on décrit un nouveau type d'appareil enregistreur, qu'on a réalisé avec un amplificateur à haute fréquence et un modulateur semi-symétrique en opposition de phase.

On donne la description d'un dispositif électromécanique pouvant fonctionner comme résonnateur à fréquence acoustique. Il s'agit d'une lame encastrée à une extrémité et mise en vibration à l'autre par un électro-aimant; la lame engendre, par induction, dans l'enroulement d'un second petit aimant une tension qui est particulièrement élevée quand la fréquence d'excitation correspond à la fréquence de résonnance mécanique de la lame.

La caractéristique principale de l'appareil consiste en la possibilité de modifier avec continuité la fréquence de résonnance mécanique, en déplaçant tout simplement la position de l'encastrement. Un résonnateur ainsi conçu peut servir avantageusement à sélectionner des tensions ayant une fréquence comprise entre quelque hertz et 1200 hertz.

On donne des détails de construction et les résultats des mesures effectuées. Le résonnateur équivaut à un circuit résonnant électrique ayant un coefficient de résonnance variable entre 100 et 250.

Vol. VII - N. 2 Febbraio 1938-XVI

ALTA FREQUENZA

CONTENTS



Vol. VII - N. 2 Febbraio 1938-XVI

ALTA FREQUENZA

INHALT

ING R. SAN NICOLÒ, *Direttore responsabile*

7087 - A.P.E. - Arti Poligrafiche Editrici - TORINO, Via Menabrea 9

PUBBLICAZIONI DELL' A. E. I.

L'ELETTROTECNICA - Periodico quindicinale.
Giornale ed atti dell'A. E. I. (si pubblica il 10 e il 25 di ogni mese).

Annate arretrate	cad.	L. 100,—
Abbonamento: per il regno		» 120,—
per l'estero		» 180,—
Un numero separato: per il Regno		» 6,—
per l'Estero		» 8,—

ALTA FREQUENZA - Periodico mensile.
Rivista di Radiotecnica, Telefonia e Acustica applicata.

Annata 1932		L. 30,—
Annate 1933-34-35-36-37	cad.	» 40,—
Abbonamento 1938		» 50,—
	per i Soci AEI e SIF	» 40,—
Un numero separato		» 6,—

ANNUARIO A. E. I. - N. 1 (Gennaio) - Elenco Soci - Pubblicazioni . Prezzo L. 3,—
gratis ai Soci
N. 2 (Luglio) - Repertorio Elettrotecnico - Variazioni al N. 1 . Prezzo L. 3,—
gratis ai Soci

NORME DEL C. E. I.

Norme **Lampade** Elettriche - **Linee** aeree (Cap. III Norme impianti) Prezzo L. 3,—
per i Soci » 2,—

Norme **Cavi** isolati in carta - **Conduttori** isolati in gomma - **Conduttori** in rame nudo - **Contatori** monofasi - **Impianti** elettromedicali - **Impianti** teatri - **Interruttori** - **Isolatori** in porcellana - **Isolatori** in vetro - **Linee** aeree di contatto - **Motori** primi idraulici - **Motori** trazione - **Olii** - **Protezione** radioaudizioni - **Raddrizzatori** a vapori di mercurio - **Trasformatori** di misura - **Tubi** elettronici . Prezzo di ciascun fascicolo L. 4,50
per i Soci » 3,—

Norme **Impianti** Elettrici . . . » 6,—
per i Soci » 4,—

Norme **Macchine** Elettriche - **Impianti** di bordo . Prezzo di ciascun fascicolo L. 9,—
per i Soci » 6,—

Raccolta completa Norme sconto del 10% sui prezzi esposti.

STATISTICA DEGLI IMPIANTI ELETTRICI IN ITALIA.

Vol. I. - Dati elettrotecnici sulle distribuzioni di energia elettrica nei Comuni, Impero e Colonie d'Italia (IV edizione) . . . L. 9.—
Vol. II. - Elenco delle **Centrali** di produzione di energia elettrica
Prezzo ridotto » 100.—
per i Soci » 60.—

RENDICONTI DELLE RIUNIONI ANNUALI.

Prima Serie (Estratti della Rivista « L'Elettrotecnica »):
Vol. I. 1922 - Milano: **Produzione e distribuzione dell'energia elettrica.**
Vol. II. 1923 - Venezia: **Applicazioni dell'energia elettrica.**
Vol. III. 1924 - La Spezia: **La illuminazione elettrica e l'inerente distribuzione dell'energia.**
Vol. IV. 1925 - Napoli: I. **Conversioni di forma dell'energia elettrica.** - II. **Mezzi per assicurare la continuità del servizio degli impianti elettrici.**
Vol. V. 1926 - Brescia: (esaurito).
Vol. VI. 1927 - Como: (esaurito).
Prezzo dei Volumi della Prima Serie . . . L. 30,—
per i Soci L. 10,—

Nuova Serie (non pubblicati sulla Rivista « L'Elettrotecnica »):

Vol. I. 1928 - Genova: I. **Trazione elettrica ferroviaria e tranviaria.** - II. **Propulsione elettrica navale** . . . L. 60,—
per i Soci » 32,—

Vol. II 1929 - Pescara-Francavilla a Mare: I. **Elettroagricoltura.** - II. **Elettrotermica.** - III. **Elettrochimica** . . . » 55,—
per i Soci » 32,—

Vol. III. 1930 - Trieste: (esaurito).

Vol. IV. 1931 - Perugia: **Sottostazioni di trasformazione di energia elettrica** » 75,—
per i Soci » 32,—

Vol. V. 1932 - Firenze: I. **Correnti joniche ed elettroniche. Nuove applicazioni industriali.** - **Applicazioni elettroagricole (Diagrammi di consumo)** . . . » 60,—
per i Soci » 32,—

Vol. VI. 1933 - Sorrento: **Materiali impiegati nelle costruzioni ed applicazioni elettriche** . . . » 40,—
per i Soci » 32,—

Vol. VII. 1934 - Gardone: **Perturbazioni nel funzionamento degli Impianti Elettrici** . . . » 40,—
per i Soci » 32,—

Vol. VIII. 1935 - Santa Margherita Ligure: **Misure** (in 3 fascicoli) opera completa . . . » 45,—
per i Soci » 32,—
Per fascicolo separato . . . » 20,—
per i Soci » 15,—

Vol. IX. 1936 - Roma: **Radioricevitori. - ...icazioni su filo - Centrali idroelettriche** . . . » 75,—
per i Soci » 60,—



Per acquisti rivolgersi all' **Ufficio Centrale dell'A. E. I.**
Via San Paolo, 10 — MILANO (2/2)

I VERSAMENTI possono essere eseguiti a mezzo posta giro al N. 3/1189 su Milano

Vol. VII - N. 3 (PUBBLICAZIONE MENSILE) MARZO 1938 - XVI

ALTA FREQUENZA

RIVISTA DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

SOTTO IL PATROCINIO
DEL CONSIGLIO NAZIONALE DELLE RICERCHE
DELL'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
DELLA SOCIETÀ ITALIANA DI FISICA





ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
MILANO (2/2) - VIA SAN PAOLO, N. 10

SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE

A.F. VII-3 MAR. 1938

VOL. VII MARZO 1938-XVI N. 3

ALTA FREQUENZA

RIVISTA DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

Edita dall'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
Redazione: Torino (116), Corso Massimo d'Azeglio, 42. *Amministrazione:* Milano (2/2), Via S. Paolo, 10. *Ufficio Pubblicità:* Milano (2/2), Via S. Paolo, 10.

È gradita la collaborazione dei lettori. Gli scritti dei singoli Autori non impegnano la Redazione e quelli della Redazione non impegnano il Comitato Direttivo. I manoscritti non si restituiscono.

ABBONAMENTO ANNUO . . . L. 50
PER I SOCI A.E.I. O S.I.F. » 40
UN NUMERO SEPARATO . . » 6

ANNATE ARRETRATE (FINCHÈ DISPONIBILI) I (1932) L. 30; II (1933), III (1934), IV (1935), V (1936), VI (1937) L. 40 CIASCUNA

SOMMARIO

Vol. VII Marzo 1938-XVI N. 3

ALTA FREQUENZA



Oscillazioni di rilasciamento.

Lo studio teorico delle oscillazioni prodotte con l'aiuto di resistenze differenziali negative (tubi elettronici, archi) presenta difficoltà notevoli a chi voglia spingersi al di là degli schemi più semplici ed elementari. Non è agevole infatti rendersi conto istante per istante del bilancio energetico della trasformazione, prevedere con sufficente esattezza la legge di variazione delle grandezze in giuoco e sopra tutto spiegare i fenomeni di stabilità e di instabilità che si presentano a seconda delle caratteristiche della resistenza negativa adoperata in relazione con i dati del circuito, in cui le oscillazioni si generano.

Il problema non è nuovo, chè molti autori già lo hanno affrontato. Tra essi primeggia il van der Pol, che in una serie di memorie largamente note ha studiato con una medesima trattazione i fenomeni periodici più svariati, passando dal campo dell'elettrologia a quelli delle scienze biologiche, economiche, sociali.

Tuttavia agli studi del van der Pol e ad altri che sono seguiti, quale ad esempio uno del Rocard, si può muovere una obiezione pregiudiziale. In essi, per procedere allo studio matematico del problema, occorre avere l'equazione della curva caratteristica della resistenza negativa adoperata. Tale equazione non può a sua volta essere dedotta teoricamente; bisogna sceglierla empiricamente affrontando il solito dilemma: o si cerca di aderire strettamente all'andamento sperimentale e ci si vede costretti ad adottare forme analitiche tanto complesse, che la trattazione matematica risulta eccessivamente laboriosa; ovvero si cerca di far ricorso a forme analitiche maneggevoli e si è portati a trattazioni, e quindi anche

a conclusioni, troppo poco aderenti alla realtà. In ambedue i casi il metodo, legato alla scelta empirica di un'equazione rappresentativa della caratteristica, perde uno dei migliori pregi di generalità.

Il professore CARRARA, nell'approfondire lo studio dei problemi di stabilità, ha potuto elaborare una nuova teoria delle oscillazioni dette di rilasciamento, la quale ci sembra presenti vantaggi notevoli. Essa chiarisce in modo molto persuasivo il diverso comportamento dei circuiti nei due casi tipici di resistenze differenziali negative: in quello cioè, in cui al crescere della corrente cresce in valore assoluto la resistenza negativa e al diminuire diminuisce; e quello in cui accade l'opposto. In altri termini i due casi tipici si differenziano per il segno che assume la derivata seconda della caratteristica corrente-tensione a ciascun estremo del tratto di resistenza differenziale negativa, che si vuole utilizzare.

La nuova teoria ha il grande pregio di conservare appieno il carattere di esposizione elementare ed intuitiva, di non postulare alcuna speciale equazione per rappresentare empiricamente la caratteristica sperimentale, di operare direttamente su quest'ultima, di seguire l'andamento del fenomeno istante per istante e di pervenire agevolmente alla determinazione della forma e del periodo delle oscillazioni.

Come avviene assai spesso, la felice semplicità della trattazione si accompagna ad una maggiore generalità e ad una larga attitudine a spiegare altri aspetti di questa categoria di fenomeni oscillatori. L'autore stesso affronta ad esempio con successo il problema della sincronizzazione delle oscillazioni di rilasciamento per opera di tensioni alternative esterne e giunge alla predeterminazione dell'intervallo in cui quell'asservimento al ritmo impresso dall'esterno può essere conseguito. E i risultati sono convalidati pienamente da opportune e persuasive esperienze.

Rubriche.

In questo fascicolo i lettori troveranno assegnato alle rubriche uno spazio non indifferente. È forse opportuno che la loro attenzione sia richiamata su tale parte della rivista. La mole di lavoro che essa costa è notevole e riteniamo di essere nel giusto affermando, che l'assidua collaborazione di specialisti e di competenti dà a quelle rubriche un pregio ed un interesse maggiori di quanto spetterebbe alla sola esposizione riassuntiva di lavori altrui.

Spesso, anche nell'adempiere strettamente al suo còmpito, il recensore ha campo di esplicare la sua personalità: bastano a tal fine, pur senza

che egli nulla vi aggiunga del suo, l'inquadramento anche con brevissime frasi del soggetto trattato, il rilievo dato al punto saliente, la luce in cui vien posta la conclusione di maggior interesse, il raggruppamento in un'unica segnalazione di più di un contributo originale. Piccole sintesi, raccostamenti, paralleli, capaci di fornire in breve a chi legga notizie che altrimenti gli sfuggirebbero: materia in certa guisa già elaborata da un lettore competente, che ha sceverato in essa la parte essenziale e la offre agli altri lettori in modo da agevolare la loro fatica e da risparmiar loro eventualmente lo sforzo e le difficoltà di ricercare e di studiare l'originale.

Con lo spunto di queste considerazioni, « Alta Frequenza » vuole nuovamente manifestare l'apprezzamento che i suoi organi direttivi e redazionali, non meno che larghe schiere di lettori, fanno dell'opera di quanti collaborano alle rubriche di documentazione e di informazione. È un'opera che rimane in parte oscura, ma che, forse proprio per questo, risulta in definitiva una delle più utili: e non solo per chi ne gode i frutti, ma anche per chi vi partecipa.

LA REDAZIONE.



RESISTENZE DIFFERENZIALI NEGATIVE E OSCILLATORI DI RILASCIAMENTO

NELLO CARRARA

Definite le resistenze negative, si espone la teoria e si riferiscono risultati di esperienze sulla stabilità e sulla instabilità di funzionamento di circuiti formati con resistenze differenziali negative e resistenze positive. Vengono trattate la teoria elementare e le conferme sperimentali del modo di funzionare degli oscillatori di rilasciamento, formati in vario modo con resistenze negative, con carico capacitivo od induttivo; si giunge alle formule per il calcolo del periodo delle oscillazioni. Seguono la teoria elementare e conferme sperimentali della sincronizzazione degli oscillatori di rilasciamento con tensioni alternative esterne; si ricavano le formule per il calcolo dell'intervallo di sincronizzazione.

Introduzione.

1. - Taluni elementi, che fanno parte di circuiti elettrici, presentano un legame non lineare fra la tensione ai morsetti e la corrente che vi affluisce, e può accadere che il rapporto fra la tensione e la corrente sia, in un intervallo di variabilità della tensione, negativo; così come può accadere che sia negativa la derivata della tensione rispetto alla corrente. Nel primo caso l'elemento considerato presenta una resistenza negativa ordinaria; nel secondo una resistenza negativa differenziale. La presenza di tali elementi dà luogo a fenomeni del più alto interesse, alcuni dei quali abbiamo cercato di ordinare e chiarire nel presente lavoro.

È stato riconosciuto da tempo, che gli elementi con resistenza differenziale negativa, come archi, tubi a vuoto e così via, appartengono a due tipi diversi, secondo che la loro caratteristica ha forma analoga a quella riportata in fig. 5 (linea *a*), o analoga a quella riportata in fig. 6 (linea *a*).

Tali caratteristiche appaiono identiche nei tratti con pendenza negativa, e diverse nel modo con il quale i tratti con pendenza positiva sono ad essi raccordati. Ma se le caratteristiche appaiono identiche, come si è detto, nei tratti con pendenza negativa, identico non è, in pratica, il comportamento degli elementi cui si riferiscono: a titolo di esempio,

valgano la instabilità dei punti di funzionamento, appartenenti a tali tratti, che si manifesta in condizioni opposte per i due tipi, e la diversa attitudine a mantenere in oscillazione un circuito oscillatorio a risonanza di corrente o a risonanza di tensione.

Questi argomenti sono già stati oggetto di interessanti studi (1) (2); abbiamo tuttavia ritenuto opportuno di approfondire le condizioni e le cause della instabilità di cui sopra abbiamo fatto cenno, allo scopo di trarre utili indicazioni per una visione elementare, ma esauriente, del modo di funzionare degli oscillatori di rilasciamento; visione di cui, anche recentemente (3), si lamentava la mancanza.

Vi sono, è vero, le classiche memorie del van der Pol (4), che gettano molta luce sulla questione, ed hanno il singolare pregio di riunire, sotto la medesima trattazione matematica, fenomeni periodici apparentemente molto diversi: elettrici, biologici, sociali. Nuoce però a tale trattazione l'eccessiva elevatezza (richiede trasformazioni, che l'autore « permette » di trovare un po' artificiose), ed il fatto che i risultati, pur notevolissimi, sono vincolati ad un legame ipotetico fra le grandezze che prendono parte ai fenomeni (scelto come comodo compromesso fra i legami sperimentalmente accertati e quelli convenienti per il calcolo matematico), e mutano al mutare di quel legame. Le obbiezioni, che si possono muovere, anche dal punto di vista fisico, ai lavori del van der Pol, hanno indotto Y. Rocard (3) a elaborare una nuova teoria, apparsa mentre stavamo compilando il presente lavoro, nella quale è preso come base un legame fra correnti e tensioni diverso da quello del van der Pol, ed è tentata, « arditamente » (5), una giustificazione dei fenomeni di sincronizzazione e di demoltiplicazione di frequenza.

Anche al pregevole lavoro del Rocard si può, tuttavia, muovere l'appunto di essere inviluppato in una veste matematica assai complessa e di fornire risultati dipendenti dalla scelta di quel legame e quindi non generalizzabili. Inoltre il Rocard deve limitarsi a considerare circuiti che sodisfino le note condizioni oscillatorie e quindi non propriamente gli oscillatori di rilasciamento, che, secondo la definizione del van der Pol, sono formati in modo da non rispettare tali condizioni.

2. - Può essere interessante un succinto raffronto fra la teoria del van der Pol e quella del Rocard, seguito da un breve riepilogo delle conclusioni del Rocard stesso.

Il van der Pol considera un circuito oscillatorio, formato con una induttanza L, con una capacità C e con un elemento, che chiameremo

(1) H. Barkhausen: H. F. Techn. u. El. Ak., 1927, XXVII, p. 150.
(2) E. W. Herold: Proc. I.R.E., 1935, XXIII, p. 1201. Vedi anche A.F., 1936, V, p. 304.
(3) Y. Rocard: Onde Él., 1937, XVI, p. 397.
(4) B. van der Pol: H. F. Techn. u. El. Ak., 1926, XXVIII, p. 178; e 1927, XXIX, p. 114.
(5) P. Le Corbeiller: Onde Él., 1937, XVI, p. 414.

genericamente elemento A, per il quale il legame fra corrente e tensione, non lineare, sia rappresentabile con una espressione di terzo grado (fig. 1).

In conseguenza, l'equazione che regge il funzionamento del circuito può scriversi:

$$\ddot{v} - \varepsilon (1 - v^2) \dot{v} + \omega^2 v = 0 ,$$

ove ε ed ω sono opportune costanti. Questo modello di equazione è evidentemente arbitrario; si può giustificarlo, osservando che per piccoli valori di v la resistenza è negativa, ed è invece positiva per grandi valori di v; e che la forma matematica è comoda. Nell'ipotesi $\varepsilon^2 \ll 1$ la soluzione della equazione del van der Pol è oscillatoria sinusoidale, di periodo $T = 2\pi / \sqrt{LC}$, di ampiezza crescente con legge esponenziale e tendente assintoticamente al valore 2. Invece nella ipotesi $\varepsilon^2 \gg 1$, e in assenza del termine non lineare v^2, l'equazione diventa del secondo ordine a coefficienti costanti, ed è di tipo aperiodico. Tuttavia, se si tiene conto della non linearità, la soluzione torna ad essere oscillatoria; le oscillazioni di questo secondo tipo hanno forma grandemente diversa dalla sinusoidale, e vengono chiamate oscillazioni di rilasciamento. Il loro periodo è, secondo van der Pol, in prima approssimazione:

$$T = 1{,}61\, CR ,$$

ovvero:

$$T = 1{,}61 \frac{L}{R} ,$$

secondo che il circuito è formato con elementi in serie o in parallelo.

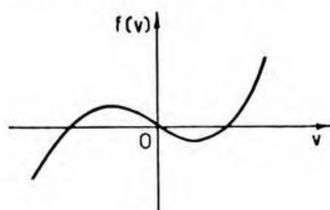


Figura 1.

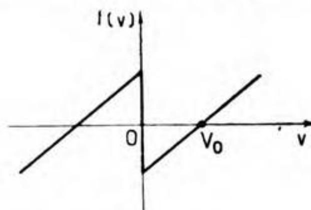


Figura 2.

Fig. 1. — Caratteristica teorica $i = f(v)$, secondo van der Pol.
Fig. 2. — Caratteristica teorica $i = f(v)$, secondo Rocard.

L'elemento A del Rocard ha invece un andamento della i, in funzione di v, di tipo lineare, rappresentabile come in fig. 2. L'equazione del circuito che se ne deduce è:

$$\ddot{v} + 2\,\alpha\,\dot{v} + \omega^2 v = 0 ,$$

con la convenzione che quando v passa per zero si faccia subire una perturbazione brusca di $4\,\alpha\, v_0$ all'ampiezza di $\frac{dv}{dt}$ (v_0 è individuato dal punto di incontro della caratteristica con l'asse delle v).

Questa equazione si integra con relativa facilità, quando è soddisfatta la condizione oscillatoria $\omega^2 > \alpha^2$. L'andamento della i, che ne risulta,

in funzione del tempo e a regime, è formato da una successione di mezze sinusoidi smorzate, di cui la prima, fra $t = 0$ e $t = T/2$, è retta dall'equazione:

$$v = A\, e^{-\alpha t} \operatorname{sen} \sqrt{\omega^2 - \alpha^2}\, t\,,$$

ove:

$$A = \frac{4\, \alpha\, v_0}{\sqrt{\omega^2 - \alpha^2}\left(1 - e^{-\alpha \frac{\pi}{\sqrt{\omega^2 - \alpha^2}}}\right)}\,,$$

ed è rappresentato in fig. 3.

Si vede subito che α non deve superare il valore cui corrisponde lo smorzamento critico, altrimenti la prima semisinusoide (fig. 3) non potrebbe ritornare fino all'asse dei tempi; la quale limitazione non esiste nella equazione del van der Pol. Inoltre l'ampiezza massima di v decresce all'aumentare di α, mentre con il modello del van der Pol si trova un'ampiezza costante per i grandi ed i piccoli valori di ε, e assai poco diversa da tale costante per i valori di ε intermedi.

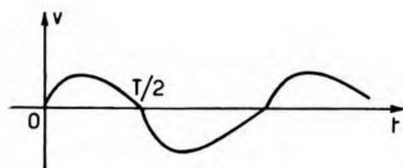


Figura 3.

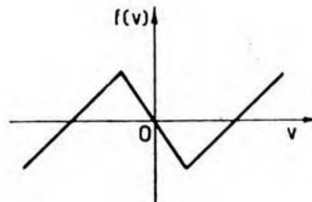


Figura 4.

Fig. 3. — Modo di variare, in funzione del tempo, della v, secondo Rocard.
Fig. 4. — Altra caratteristica teorica $i = f(v)$.

Osservazioni analoghe potrebbero essere sviluppate nei riguardi del periodo delle oscillazioni, valutato secondo l'una o l'altra teoria.

Facendo nostra una conclusione del Rocard, diremo che è bene evitare, in seguito a codeste constatazioni, di attribuire una eccessiva generalità ai modelli su esposti, che rappresentano oscillatori particolari.

Sarebbe desiderabile, sempre secondo il Rocard, avvicinarsi maggiormente alla rappresentazione dei fatti fisici, studiando un oscillatore avente una caratteristica come quella di fig. 4; ma, svolgendo la trattazione matematica sulla falsariga di quella del Rocard, i calcoli diventano disgraziatamente molto complessi.

Stando così le cose, abbiamo affrontato lo studio di oscillatori aventi proprio caratteristiche di codesto tipo (fig. 5 e 6), con un metodo analogo a quello seguito dal Vecchiacchi [6] per il triodo melodico del Mazzotto [7],

---

(6) F. Vecchiacchi: Nuovo Cimento, 1930, VII, p. 172.
(7) D. Mazzotto: Nuovo Cimento, 1927, IV, p. 165.

e ci sembra di esser riusciti a spiegare in generale il funzionamento degli oscillatori di rilasciamento, in modo semplice, sulla base di considerazioni elementari, con un contributo matematico molto modesto, valutando inoltre la possibilità ed i limiti della loro sincronizzazione e della moltiplicazione di frequenza.

Resistenze differenziali negative N ed S con carico resistivo.

3. - Consideriamo dunque un elemento di circuito, per il quale il legame fra corrente e tensione non sia lineare, elemento che abbiamo convenuto di indicare genericamente con A. La caratteristica statica di un tale elemento presenti, in un certo intervallo di variabilità della tensione, un tratto avente resistenza differenziale negativa, R_n. A tale tratto si raccordano sempre, come dato di fatto, due tratti aventi resistenza differenziale positiva, che possono essere disposti in due modi diversi (fig. 5 e 6). Per la forma che ne vien fuori, chiameremo il primo tipo, elemento A con caratteristica N; il secondo, elemento A con caratteristica S; o, più brevemente, resistenza N l'uno, resistenza S l'altro.

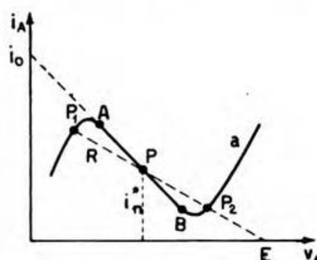


Figura 5.

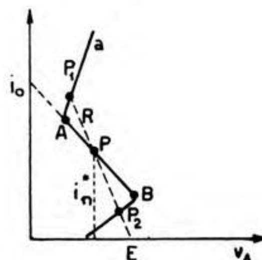


Figura 6.

Fig. 5. — Caratteristica di una resistenza N.
Fig. 6. — Caratteristica di una resistenza S.

Formiamo un circuito, ponendo in serie con l'elemento A una resistenza ordinaria R ed un generatore di f. e. m. E, in modo che il punto di funzionamento P cada nel tratto con pendenza negativa della caratteristica (fig. 5 e 6). L'esperienza insegna, che il comportamento di una resistenza N è diverso da quello di una resistenza S; precisamente, per la prima, il punto P è instabile quando $R > |R_n|$; per la seconda, quando $R < |R_n|$. Intendiamo per *punto stabile* un punto di funzionamento caratterizzato dal fatto, che la più piccola variazione accidentale nel regime delle correnti e delle tensioni, da esso individuato, è destinata a svanire, così che si ritorni automaticamente alle condizioni iniziali; e per *punto instabile* un punto di funzionamento, caratterizzato dal fatto, che la più piccola variazione nel regime delle correnti e delle tensioni, da esso individuato, è destinata ad aumentare. Siccome, inoltre, non può concepirsi, che un tale aumento possa realmente continuare all'infinito, un punto di funzionamento instabile dovrà spostarsi tanto, da diventare

stabile. Si può dunque prevedere che, se P è instabile, dovranno trovarsi sulla retta R due punti stabili P_1 e P_2, fra i quali è compreso P; in guisa che, attuate le condizioni rappresentate da P, la più lieve variazione accidentale di tali condizioni, sposti il punto di funzionamento in P_1 o in P_2; tale è il caso della fig. 5.

La fig. 6 si riferisce invece a circuiti comprendenti elementi A con caratteristica S, per i quali il punto P è stabile se $R > |R_n|$, instabile se $R < |R_n|$.

4. - Dall'esame delle caratteristiche statiche, nell'intorno di P, non può essere rilevata alcuna differenza fra le resistenze N ed S. « Il punto P ignora in qual modo i tratti con pendenza positiva sono raccordati al tratto con pendenza negativa » [8]. Si potrebbe anche aggiungere che l'esame stesso suggerisce di ritenere stabili, o meglio senza alcun grado di libertà, i punti come P, in ogni caso. Infatti non si comprende, limitandosi ad osservare le dette caratteristiche, come possa manifestarsi, per esempio, una pur piccola variazione nella tensione v_A, ai capi di A (restando costante la tensione E, fig. 5), in conseguenza della quale le correnti in A e in R (elementi che sono in serie) dovrebbero essere diverse; ovvero una variazione nella corrente che fluisce nel circuito (restando sempre costante la tensione E, fig. 6), in conseguenza della quale dovrebbero localizzarsi ai morsetti di A e di R tensioni, la cui somma sarebbe diversa da E. Il fatto, sperimentalmente accertato, della instabilità dei punti come P nelle note condizioni, va dunque giustificato con l'intervento di fattori non rilevabili dalle caratteristiche statiche, come capacità e induttanze opportunamente disposte.

Nel caso di una resistenza N, il punto P è instabile per $R > |R_n|$; allora ad una variazione accidentale di v_A, destinata ad aumentare per la instabilità di P, debbono corrispondere, come sopra si è detto, due correnti diverse in A ed in R. Dove possono accumularsi le quantità di elettricità trasportate dalla differenza di tali correnti, durante il passaggio dal punto di funzionamento P, instabile, al punto P_1 o al punto P_2?

Si consideri l'elemento A costituito da un organo, che indicheremo con $[R_n]$, il quale segua senz'altro la caratteristica statica di fig. 5, e da un condensatore di capacità C in parallelo. La corrente i_n che fluisce in $[R_n]$ può essere, allora, diversa da quella i che fluisce in R (fig. 7): $i = i_n + i_c$.

Se $R > |R_n|$, ad una variazione positiva di v_A corrisponde $i > i_n$; quindi la corrente $i_c = i - i_n$ carica il condensatore, aumentandone la tensione, in accordo con la supposta variazione positiva della v_A. Invece, se fosse $R < |R_n|$, ad una variazione positiva di v_A corrisponderebbe $i < i_n$, e la corrente i_c, di scarica, tenderebbe ad abbassare la tensione del condensatore, in contrasto con la supposta variazione di v_A. Pertanto, se $R > [R_n]$, il punto P è instabile, ed è stabile se $R < [R_n]$. Il condensatore C in parallelo basta a dare ragione dei fenomeni di insta-

(8) B. VAN DER POL: Onde Él., 1930, IX, p. 250.

bilità delle resistenze N. Possiamo dunque formare un circuito, equivalente ad una resistenza N, con la $[R_n]$ e con un condensatore di capacità qualunque, in parallelo.

In modo analogo si può procedere per una resistenza S, pur di considerarla formata con un organo $[R_n]$, che segua la caratteristica statica (fig. 6), in serie con una induttanza L (fig. 8). Infatti ad una variazione accidentale positiva della corrente corrispondono una caduta di tensione in $[R_n]$ ed un'altra in R, la cui somma, se $R < [R_n]$, è minore di E. Trattandosi poi di un aumento di corrente, la tensione che si localizza ai capi di L è positiva, e può esser tale da soddisfare la relazione:

$$v_L + v_n + v_R = E\,.$$

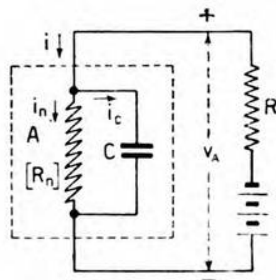


Figura 7.

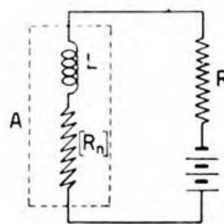


Figura 8.

Fig. 7. — Circuito equivalente di una resistenza N, con carico resistivo, alimentata con tensione costante.

Fig. 8. — Circuito equivalente di una resistenza S, con carico resistivo, alimentata con tensione costante.

Per contro, se $R > [R_n]$, ad un aumento di corrente corrisponde:

$$v_R + v_n > E \quad , \quad v_L > 0\,,$$

e queste due relazioni non sono conciliabili.

Il circuito è dunque stabile per $R > [R_n]$; instabile in caso contrario.

5. - Le considerazioni precedenti possono essere precisate nel modo seguente. Formiamo un circuito con una resistenza N (organo $[R_n]$ in parallelo con una capacità C), come in fig. 7. Sia P, a un certo istante, il punto di funzionamento sulla caratteristica, nel tratto con pendenza negativa (fig. 5). In tale istante iniziale sono $i_c = 0$, $i = i_n$; ogni variazione accidentale, anche minima, della tensione v_A ai capi di A, provoca una diversa distribuzione di corrente in $[R_n]$ ed in C, ma deve essere sempre:

$$i = i_n + i_c \;\; ; \quad v_A = R_n\,(i_n - i_0) = E - Ri \;\; ; \quad \frac{i_c}{C} = \frac{d\,v_A}{dt} = -R\,\frac{di}{dt} \;\; ;$$

ove il significato di i_0 si rileva dalla fig. 5; da queste si deduce subito:

$$\frac{di}{dt} + \frac{1}{R\,C}\left(1 + \frac{R}{R_n}\right) i = \frac{1}{R\,C}\left(\frac{E}{R_n} + i_0\right)\,.$$

Tale equazione fornisce:

$$i = \frac{E + R_n i_0}{R + R_n} + K e^{-\frac{1}{C}\left(\frac{1}{R} + \frac{1}{R_n}\right) t},$$

ove K è una costante di integrazione.

Tenendo conto che:

$$\frac{E + R_n i_0}{R + R_n} = i_n^*$$

(ove i_n^* è la corrente corrispondente al punto P), la formula precedente diventa:

$$i = i_n^* + K e^{-\frac{1}{C}\left(\frac{1}{R} + \frac{1}{R_n}\right) t}.$$

Si può dunque concludere che una qualunque perturbazione K della corrente che affluisce in A è destinata ad aumentare od a svanire secondo che $\frac{1}{R} + \frac{1}{R_n} < 0$, ovvero $\frac{1}{R} + \frac{1}{R_n} > 0$ (cioè secondo che $R > |R_n|$ ovvero $R < |R_n|$), con tanto maggior celerità, quanto più piccola è la costante di tempo, cioè quanto più grande è la differenza fra $\frac{1}{R}$ ed $\left|\frac{1}{R_n}\right|$ e quanto più piccolo è C.

La presenza della capacità C permette dunque di dare ragione delle condizioni di stabilità e di instabilità sperimentalmente accertate; di più l'esperienza prova che la rapidità di variazione della i è tanto maggiore quanto più grande è in valore assoluto la differenza $\frac{1}{R} - \left|\frac{1}{R_n}\right|$ e piccolo C; al tendere di C a zero, la velocità di variazione della i tende all'infinito.

Tuttavia (§ 4) per $C = 0$, il punto P, una volta attuato, non potrebbe spostarsi, e quindi la suddetta velocità sarebbe nulla. Ciò non deve meravigliare; supporre che C tenda a zero, non è lo stesso che supporre C proprio eguale a zero.

È certo però che, nelle attuazioni pratiche, la capacità C, sia pure piccolissima, sarà sempre presente. Sarà anche presente una certa induttanza; ma, purchè essa sia in serie col gruppo $C - [R_n]$, le conclusioni non mutano.

Analogamente si può procedere nel caso di una resistenza S, formando un circuito come quello di fig. 8. Si ottiene:

$$i_n = i_n^* + K e^{-\frac{1}{L}(R+R_n) t},$$

e si conclude che una variazione accidentale K nella i_n è destinata ad aumentare o a svanire, secondo che $R < |R_n|$ ovvero $R > |R_n|$, tanto più rapidamente quanto più grande è in valore assoluto la costante di tempo $(R + R_n) / L$.

6. - In modo analogo a quanto è stato fatto nei paragrafi precedenti, si possono considerare resistenze N od S in parallelo con resistenze ordi-

narie e con un generatore di corrente costante (fig. 9 e 10). Si ottiene rispettivamente:

$$i_n = i_n^* + K e^{-\frac{1}{C}\left(\frac{1}{R}+\frac{1}{R_n}\right)t} \quad ; \quad i_n = i_n^* + K e^{-\frac{1}{L}(R+R_n)t} .$$

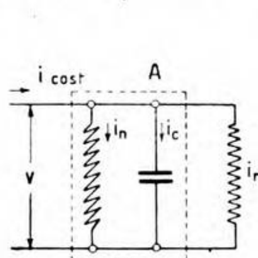


Figura 9.

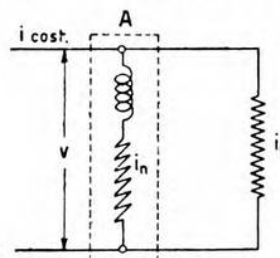


Figura 10.

Fig. 9. — Circuito equivalente di una resistenza N, con carico resistivo, alimentata con corrente costante.

Fig. 10. — Circuito equivalente di una resistenza S, con carico resistivo, alimentata con corrente costante.

Pertanto le condizioni di stabilità di questi due circuiti sono identiche a quelle ottenute per i circuiti corrispondenti (fig. 7 e 8) in serie con un generatore di forza elettromotrice costante.

Resistenze N con carico induttivo, resistenze S con carico capacitivo, oscillatori di rilasciamento.

7. - Consideriamo ora il circuito di fig. 11 (formato con una resistenza N, con una resistenza ordinaria R, con una induttanza L e con un generatore di f. e. m. E) tale che, in assenza dell'induttanza L, il punto di lavoro sia P (fig. 12), compreso nel tratto di caratteristica con resistenza differenziale negativa; sia inoltre $R < |R_n|$, cioè il punto P sia stabile.

All'atto della chiusura del circuito di fig. 11 la corrente i in L ed R sarà nulla (e quindi dovrà essere localizzata ai capi di L una tensione equilibrante la E), e successivamente aumenterà. Nell'elemento A la i si biforca in due:

$$i = i_n + i_c .$$

Se per semplicità si suppone che la caratteristica statica della resistenza N sia formata con tratti rettilinei, cioè sia del tipo rappresentato in fig. 4, la tensione ai capi del condensatore è legata inizialmente alla corrente i_n da una legge lineare, rappresentata dal primo tratto ascendente della caratteristica di fig. 12, talchè potrà porsi:

$$i_n = R_1 v_A ,$$

ove R_1 è la resistenza corrispondente a tale tratto. Se il condensatore è molto piccolo, come in questa prima visione del fenomeno vogliamo supporre, la i resta praticamente eguale alla i_n, potendosi trascurare la i_c.

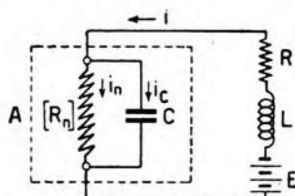


Fig. 11. — Oscillatore di rilasciamento con resistenza N, alimentato con tensione costante.

Col passare del tempo, la corrente i aumenta, la tensione ai capi dell'induttanza diminuisce, finchè, ad un certo istante t_1, la corrente avrà raggiunto il valore corrispondente i_1. La tensione localizzata allo stesso istante ai capi di L è rappresentata in fig. 12 dal segmento v_{L1}.

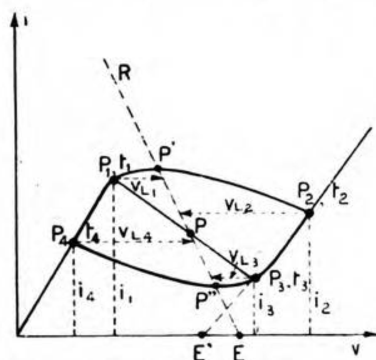


Fig. 12. — Grafico per lo studio delle oscillazioni di rilasciamento generate dall'oscillatore di fig. 11.

Fino a questo istante t_1, la corrente i ha dunque seguito la caratteristica statica. Ciò non può però continuare oltre; infatti, se la corrente seguisse tale andamento, dovrebbe diminuire e quindi la tensione ai capi dell'induttanza dovrebbe invertirsi; ma, prima di invertirsi, la tensione ai capi della induttanza deve passare per zero. Pertanto possiamo presumere che la corrente nell'induttanza continui, sia pure lievemente, ad aumentare.

Rappresentiamo con la linea $P_1 P' P_2$ l'andamento della i; la i aumenterà fino al momento in cui la linea anzidetta incontra la retta rappresentativa di R, in P': al punto P' corrisponde infatti una tensione nulla ai capi di L. Di poi comincerà a diminuire e, conformemente, la tensione ai capi di L si invertirà; la diminuzione dovrà proseguire fino all'istante t_2, corrispondente al punto P_2.

Come può giustificarsi che, nell'intervallo di tempo $t_2 - t_1$, la i sia costantemente maggiore di i_n? Con l'intervento non più trascurabile del condensatore C. La corrente $i_c = i - i_n$ va a caricare il condensatore,

il quale potrà così mantenersi allo stesso potenziale della $[R_n]$. Tanto più queste correnti di carica saranno notevoli, tanto più breve sarà l'intervallo di tempo $t_2 - t_1$.

All'istante t_2 la corrente i assume il valore i_2, mentre $i_c = 0$ e la tensione ai capi di L è $v_{L\,2}$. A partire da questo momento la corrente i deve continuare a diminuire, altrimenti la tensione ai capi di L bruscamente si invertirebbe. D'altro canto la tensione ai capi di L non può aumentare in grandezza, altrimenti la i_c diventerebbe una corrente di scarica, mentre la tensione ai capi di C, cioè di $[R_n]$, continuerebbe ad aumentare.

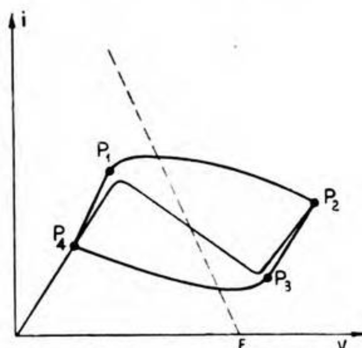


Fig. 13. — Grafico per lo studio delle oscillazioni di rilasciamento generate dall'oscillatore di fig. 11.

La corrente i deve dunque diminuire, insieme con la grandezza della tensione v_L (9) e quindi seguirà, in discesa, il secondo tratto a resistenza positiva R_2 della caratteristica di $[R_n]$, lungo il quale potrà ancora ritenersi trascurabile i_c; e ciò fino all'istante t_3, oltre il quale, con ragionamenti analoghi ai precedenti, si può mostrare che la i dovrà seguire l'andamento rappresentato con la linea $P_3P''P_4$. Il punto P_4 verrà raggiunto ad un istante t_4, a partire dal quale la i seguirà successivamente l'andamento $P_4P_1P'P_2P_3P''P_4$.

Prendono così origine oscillazioni di rilasciamento.

Volendo considerare l'intervento di C anche nei tratti a resistenza positiva della $[R_n]$, possiamo presumere l'andamento $P_1P_2P_3P_4$ della i, a regime, come in fig. 13; ma si può dimostrare che, quando RR_1 ed RR_2 sono molto minori di $\frac{L}{C}$, l'intervento del condensatore, fra P_4 e P_1, P_2 e P_3, è veramente trascurabile.

(9) Perchè v_L diminuisca è necessario che la diminuzione di i in funzione del tempo divenga meno rapida $\left(v_L = L\frac{di}{dt}\right)$; pertanto, ad una eguale variazione di i deve corrispondere, nel tratto P_2P_3 (fig. 12) un intervallo di tempo maggiore che nel tratto $P'P_2$. La lentezza con la quale le correnti e le tensioni variano nei tratti P_2P_3, P_4P_1 è una riprova «a posteriori» dell'asserto che in tali tratti i_c sia trascurabile.

8. - Vogliamo ora considerare particolarmente che cosa accade fra i punti P_4 e P_1, P_2 e P_3 (fig. 12), trascurando, con la condizione ora riferita, l'intervento di C.

Cominciamo col tratto fra i punti P_4 e P_1, dall'istante iniziale $t_0 = 0$ (nella figura, t_0 corrisponde allo stesso punto P_4, cui corrisponde t_4) all'istante t_1. Per $t_0 = 0$, fluisca nell'induttanza la corrente i_4, e sia localizzata, ai capi di L, la tensione $v_{L\,4}$. Poichè i_c può considerarsi costantemente nulla in questo intervallo, sarà:

$$E = L\,\frac{di}{dt} + (R + R_1)\,i\;, \tag{1}$$

da cui si deduce:

$$i = \frac{E}{R + R_1} + K\,e^{-\frac{R+R_1}{L}t}\;. \tag{2}$$

La costante di integrazione K si determina con la condizione che, per $t = 0$, deve essere $i = i_4$:

$$K = i_4 - \frac{E}{R + R_1}\;.$$

Quindi:

$$\left\{\begin{aligned} i &= \frac{E}{R + R_1} - \frac{v_{L\,4}}{R + R_1}\,e^{-\frac{R+R_1}{L}t}\;, \\ v_L &= L\,\frac{di}{dt} = v_{L\,4}\,e^{-\frac{R+R_1}{L}t}\;. \end{aligned}\right. \tag{3}$$

Queste equazioni restano valide fino all'istante t_1, al quale la tensione ai capi dell'induttanza è $v_{L\,1}$, onde:

$$\begin{aligned} v_{L\,1} &= v_{L\,4}\,e^{-\frac{R+R_1}{L}t_1}\;, \\ t_1 &= \frac{L}{R + R_1}\log\frac{v_{L\,4}}{v_{L\,1}}\;. \end{aligned} \tag{4}$$

In modo analogo, fra i punti P_2 e P_3, cioè fra gli istanti t_2 e t_3, otteniamo:

$$t_3 - t_2 = \frac{L}{R + R_2}\log\frac{v_{L\,2}}{v_{L\,3}}\;. \tag{5}$$

Come già si è detto, da t_1 a t_2, la i deve in un primo tempo aumentare e poi diminuire, e ciò con tanta maggior rapidità, quanto più grande è la i_c, ora non più trascurabile (ciò dipende dalla forma della caratteristica di $[R_n]$ e da R), e quanto più piccolo è il condensatore C.

Si può pensare che, in taluni casi, gli intervalli $t_2 - t_1$, $t_4 - t_3$ siano trascurabili in confronto con $t_1 - t_0$ e $t_3 - t_2$; per il periodo delle oscillazioni di rilasciamento, si ottiene allora l'espressione:

$$T = L\left(\frac{1}{R + R_1}\log\frac{v_{L\,4}}{v_{L\,1}} + \frac{1}{R + R_2}\log\frac{v_{L\,2}}{v_{L\,3}}\right)\;. \tag{6}$$

Da tale espressione emerge chiara la dipendenza di T da E; infatti, all'aumentare di E (il che significa traslare la retta R di fig. 12, parallelamente a se stessa, verso destra), v_{L4} e v_{L1} aumentano, v_{L3}, v_{L2} diminuiscono della stessa quantità; e viceversa, quando E diminuisce.

Pertanto, all'aumentare di E il rapporto v_{L4}/v_{L1} diminuisce, v_{L2}/v_{L3} aumenta (fino all'infinito, per $v_{L3} \to 0$); viceversa, al diminuire di E il primo rapporto aumenta (fino all'infinito, per $v_{L1} \to 0$), mentre il secondo diminuisce.

Quindi, aumentando E, a partire dal minimo valore consentito affinchè P cada sul tratto di caratteristica della $[R_n]$ a pendenza negativa, il periodo, inizialmente grandissimo (e diviso in due semiperiodi di diversa durata: $t_1 - t_0$ grandissimo, $t_3 - t_2$ piccolissimo) passa per un minimo, per poi tornare grandissimo (e diviso in due semiperiodi di diversa durata: $t_3 - t_2$ grandissimo, $t_1 - t_0$ piccolissimo).

9. - L'analisi di ciò che succede durante gli intervalli di tempo $t_2 - t_1$, $t_4 - t_3$ è assai complessa, e riteniamo d'altronde inutile approfondirla, se C è molto piccola.

È opportuno però avvertire che, quando la capacità C è molto piccola, dovrà prendersi in considerazione, nelle fasi rapide, anche la capacità distribuita sull'induttanza L, che supporremo rappresentata da un condensatore C_1, posto in parallelo con L.

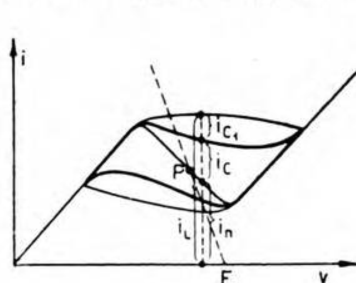


Figura 14.

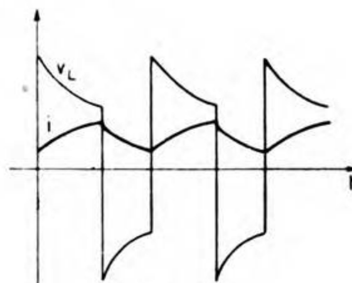


Figura 15.

Fig. 14. — Grafico per lo studio delle oscillazioni di rilasciamento generate dall'oscillatore di fig. 11.

Fig. 15. — Modo di variare di v_L e di i in funzione del tempo, nel circuito di fig. 11.

Ad esempio, durante il tempo $t_2 - t_1$ la tensione ai capi di L è in diminuzione e si ha:

$$i_L = i + i_{c1} \quad ; \quad i = i_n + i_c \quad ; \quad i_L = i_n + i_{c1} + i_c \, .$$

Nella fig. 12 è stato rappresentato l'andamento della i, in funzione di v, avendo supposto trascurabile la i_{c1}, per cui la i coincide con la i_L.

Tenendo conto della i_{c1}, l'andamento qualitativo delle varie correnti in funzione di v, che si può facilmente prevedere, è quello rappresentato in fig. 14. All'aumentare di C_1 la maglia della i, in funzione di v, si deve restringere e si deve allargare all'aumentare di C.

Trascurando il condensatore C_1, l'andamento della i e della v_L, in funzione del tempo, è rappresentato schematicamente in fig. 15 (i semiperiodi non sono di uguale durata).

10. - In fig. 16 è riportato lo schema di un circuito formato con una resistenza S in parallelo con un condensatore ed alimentato, attraverso una resistenza ordinaria R, da una f. e. m. costante E. I valori di E e di R sono tali, che il punto di lavoro P cade nel tratto di caratteristica della $[R_n]$ con pendenza negativa, ed è $R > |R_n|$, quindi il punto P

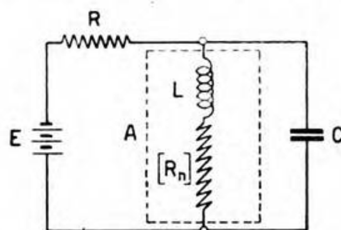


Fig. 16. — Oscillatore di rilasciamento con resistenza S, alimentato con tensione costante.

è stabile (fig. 17). All'atto della chiusura del circuito, essendo la resistenza N chiusa in corto circuito dal condensatore, la tensione ai capi della $[R_n]$ deve essere zero. In R fluirà dunque la corrente i_{r0}, in $[R_n]$ la corrente i_{n0} e dovrà aversi:

$$i_{c0} = i_{r0} - i_{n0} .$$

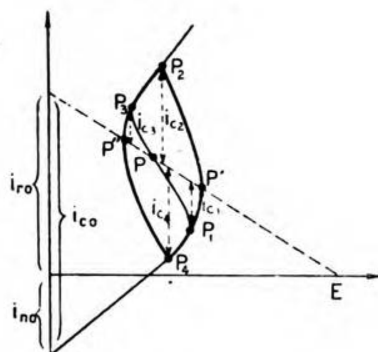


Fig. 17. — Grafico per lo studio delle oscillazioni di rilasciamento, generate dall'oscillatore di fig. 16.

Questa corrente iniziale di carica del condensatore (che ne aumenta la tensione v) dovrà poi diminuire in grandezza, così come è prescritto dalle caratteristiche della $[R_n]$ e della R. L'accrescimento di v proseguirà con relativa lentezza, sì da poter trascurare, in questa fase iniziale, l'intervento della L, fino all'istante t_1. A questo istante, il punto che individua

la corrente i_n, si è portato fino in P_1. Se questo punto potesse ancora seguire la caratteristica di $[R_n]$, accadrebbe il fatto inammissibile, che la tensione del condensatore diminuirebbe, nonostante che al condensatore stesso affluisca una corrente di carica. Il punto deve dunque saltare sull'altro ramo della caratteristica a resistenza positiva, per esempio in P_2, ad un certo istante t_2, a partire dal quale la tensione ai capi del condensatore deve diminuire. Diminuirà con relativa lentezza fino al valore determinato da P_3 all'istante t_3 (e da t_2 a t_3 potrà trascurarsi la presenza della L). Con un ragionamento del genere del precedente ci si rende conto facilmente che il punto salterà poi in P_4, ad un istante t_4, a partire dal quale ripercorrerà successivamente il ciclo già descritto ed individuato da $P_4 P_1 P' P_2 P_3 P'' P_4$. Otterremo pertanto, anche in questo caso, oscillazioni di rilasciamento.

Mentre gli intervalli di tempo $t_1 - t_0$, $t_3 - t_2$ sono relativamente lunghi, così da poter trascurare, per la loro durata, la L, l'intervento della L stessa deve assolutamente essere considerato negli intervalli $t_2 - t_1$, $t_4 - t_3$, che saranno tanto più brevi, quanto più la L sarà piccola.

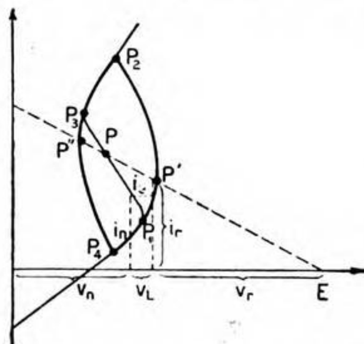


Fig. 18. — Grafico per lo studio delle oscillazioni di rilasciamento, generate dall'oscillatore di fig. 16.

Che cosa accadrà durante l'intervallo $t_2 - t_1$? La corrente i_c di carica, non nulla all'istante t_1, deve all'istante t_2 assumere un valore non nullo, ma di scarica; deve dunque, ad un istante compreso in tale intervallo, passare per lo zero. Corrispondentemente, da t_1 fino a tale istante, la tensione v dovrà ancora aumentare, per diminuire in seguito. Possiamo pertanto prevedere, che l'andamento della i e della v fra t_1 e t_2 sarà rappresentabile con una linea come la $P_1 P' P_2$. Ad un istante qualunque compreso in tale intervallo, la distribuzione delle correnti e delle tensioni, può essere rappresentata come in fig. 18. La presenza della L, per piccola che essa sia, giustifica dunque la possibilità di ottenere le oscillazioni di rilasciamento.

Si possono, anche in questo caso, calcolare le durate $t_1 - t_0$, $t_3 - t_2$ (che insieme, se gli altri due intervalli di tempo saranno piccolissimi,

determinano il periodo delle oscillazioni), facendo la supposizione che i due tratti a resistenza positiva possano considerarsi rettilinei e di pendenza rispettivamente R_1 ed R_2.

Si avrà cioè, fra t_0 e t_1, trascurando l'effetto dell'induttanza L:

$$i_c = i_r - i_n \quad ; \quad v = E - R\, i_r = R_1 (i_n - i_{n\,0}) \quad ; \quad \frac{i_c}{C} = \frac{dv}{dt} \; .$$

Dalle quali si ottiene subito:

$$\frac{di_c}{dt} = -\frac{1}{C}\left(\frac{1}{R} + \frac{1}{R_1}\right) i_c \; .$$

Poichè, per $t = t_0 = 0$, $i_c = i_{c4}$, e per $t = t_1$, $i_c = i_{c1}$, si ha:

$$t_1 - t_0 = \frac{C\,R\,R_1}{R + R_1} \log \frac{i_{c\,4}}{i_{c\,1}} \; .$$

In modo affatto analogo si ottiene:

$$t_3 - t_2 = \frac{C\,R\,R_2}{R + R_2} \log \frac{i_{c\,2}}{i_{c\,3}} \; .$$

Infine il periodo è:

[7] $$T = (t_1 - t_0) + (t_3 - t_2) \; .$$

11. - Nei due paragrafi che precedono sono illustrati due tipi di oscillatori di rilasciamento, ottenuti con resistenze N e induttanze, resistenze S e capacità, alimentati con tensione costante E.

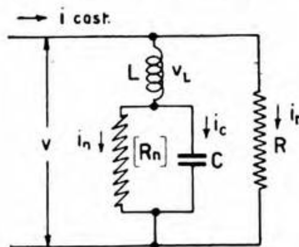


Fig. 19. — Oscillatore di rilasciamento con resistenza N, alimentato con corrente costante.

Esistono anche oscillatori alimentati con corrente costante, i quali si possono dire duali dei precedenti.

Intendiamo con circuito duale un circuito ottenuto da un altro, sostituendo ad induttanze in serie, capacità in parallelo e viceversa; a resistenze in serie, resistenze in parallelo e viceversa; a tensioni, correnti e viceversa. L'espressione del periodo, nei casi duali, potrebbe essere ricavata con ragionamenti analoghi a quelli svolti nei casi diretti; ma si può dedurla senz'altro per dualità, sostituendo nelle formule valevoli per i casi diretti alle capacità le induttanze, alle resistenze le conduttanze, alle correnti nei condensatori le tensioni ai capi delle induttanze e viceversa. Così abbiamo:

a) Resistenza N in serie con una induttanza L; ambedue in parallelo con una resistenza R (fig. 19). Caso duale di quello trattato nel § 10, fig. 16.

Si passa infatti dal circuito di fig. 16 a quello di fig. 19 sostituendo all'induttanza L in serie con $[R_n]$ (fig. 16) il condensatore C in parallelo con $[R_n]$ (fig. 19); al condensatore C, in parallelo al gruppo L - $[R_n]$ (fig. 16), la induttanza L in serie col gruppo in parallelo C - $[R_n]$ (fig. 19); alla resistenza R in serie la resistenza R in parallelo (fig. 19); alla tensione costante E (fig. 16) la corrente costante i (fig. 19).

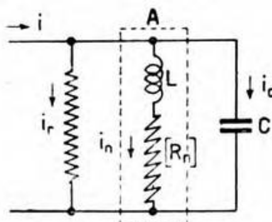


Fig. 20. — Oscillatore di rilasciamento con resistenza S, alimentato con corrente costante.

Il punto di lavoro, in condizioni statiche, sia stabile: $R < [R_n]$. Il circuito costituisce un generatore di oscillazioni di rilasciamento, il cui periodo si calcola subito per dualità dalla [7], valevole per l'oscillatore di fig. 16:

$$T = L\left(\frac{1}{R + R_1}\log\frac{v_{L\,4}}{v_{L\,1}} + \frac{1}{R + R_2}\log\frac{v_{L\,2}}{v_{L\,3}}\right) \quad ;$$

per le notazioni ci si può riferire alla fig. 12.

b) Resistenza S in parallelo con il condensatore C e con la resistenza R; alimentazione con corrente costante (fig. 20). Caso duale di quello di fig. 11.

Il periodo delle oscillazioni, dedotto per dualità dalla [6], è:

$$T = C\left(\frac{R\,R_1}{R + R_1}\log\frac{i_{c\,4}}{i_{c\,1}} + \frac{R\,R_2}{R + R_2}\log\frac{i_{c\,2}}{i_{c\,3}}\right) \quad ;$$

per le notazioni vedasi la fig. 17.

Sincronizzazione, demoltiplicazione, moltiplicazione.

12. - Abbiamo trovato che il periodo dei nostri oscillatori dipende dalla tensione impressa E (ovvero dalla corrente i, nel caso duale). Si può approfittare di ciò per dimostrare la possibilità di sincronizzare gli oscillatori di rilasciamento con tensioni (o correnti) esterne, di pulsazione nota ω e prossima a quella ω_0 propria dell'oscillatore di rilasciamento. Riferiamoci al primo tipo di oscillatore (studiato nel § 8) e mettiamoci in condizioni particolarmente semplici. Supponiamo cioè che R_1 sia eguale ad R_2, inoltre che P (fig. 12) càpiti nel punto di mezzo del

tratto a resistenza differenziale negativa; in tal modo il periodo delle oscillazioni sarà suddiviso in due semiperiodi di eguale durata. Sovrapponiamo alla E una tensione sinoidale $v = V \operatorname{sen}(\omega t + \psi)$, di pulsazione poco diversa da ω_0, e supponiamo che l'intervento di tale tensione non modifichi sensibilmente v_{L1}, v_{L2}, v_{L3}, v_{L4}.

Si può prevedere subito che, se la tensione v (il cui periodo supponiamo minore di quello delle oscillazioni di rilasciamento libere) viene applicata in fase, cioè se per $t = 0$, all'inizio di un periodo delle oscillazioni di rilasciamento quando $v_L = v_{L4}$, è $v = 0$, ($\psi = 0$), il semiperiodo di queste ultime oscillazioni deve diminuire (si ricordi che al crescere di E tale semiperiodo tende appunto a diminuire), e potrà diminuire tanto, da eguagliare il semiperiodo di v; altrettanto accadrà allora per il successivo semiperiodo, ottenendosi così la desiderata sincronizzazione. Per contro, se v viene applicata in opposizione di fase, il semiperiodo delle oscillazioni di rilasciamento deve aumentare, e potrà anche accadere che eguagli il semiperiodo di v, supponendosi ora $\omega < \omega_0$. Con una fase intermedia si può dunque sperare di raggiungere la sincronizzazione per pulsazioni ω comprese entro i limiti determinabili in base alle considerazioni precedenti. Tali limiti dipenderanno evidentemente, fra l'altro, anche dall'ampiezza V.

Riprendiamo dunque l'equazione [1] del § 8, che ora scriveremo così:

$$[8] \qquad \frac{di}{dt} + \frac{R + R_1}{L} i = \frac{E}{L} + \frac{V}{L} \operatorname{sen}(\omega t + \psi) \; .$$

Integrandola, con la condizione che, per $t = 0$, $v_L = v_{L4} + V \operatorname{sen} \psi$, si ottiene:

$$[9] \qquad v_L = L \frac{di}{dt} = V \operatorname{sen} \varphi \cos(\omega t + \psi - \varphi) + [v_{L4} + V \operatorname{sen} \psi \cos(\psi - \varphi)] \, e^{-\frac{R+R_1}{L} t} \; ,$$

ove $tg\, \varphi = \dfrac{\omega L}{R + R_1}$.

A sincronizzazione raggiunta, dovrà essere, per $t = t_1 = \dfrac{\pi}{\omega}$, $v_L = v_{L1} + V \operatorname{sen}(\pi + \psi)$, da cui si deduce:

$$\frac{\pi}{\omega} = \frac{L}{R + R_1} \log \frac{v_{L4} + V \operatorname{sen} \psi - V \operatorname{sen} \varphi \cos(\psi - \varphi)}{v_{L1} - V \operatorname{sen} \psi + V \operatorname{sen} \varphi \cos(\psi - \varphi)} \; .$$

Supponendo inoltre $V \ll v_{L1}$, ponendo $\gamma = v_{L1} v_{L4} / (v_{L1} + v_{L4})$, e ricordando che $\dfrac{\pi}{\omega_0} = \dfrac{L}{R + R_1} \log \dfrac{v_{L4}}{v_{L1}}$ (vedi la [4] del § 8), la precedente formula può così essere semplificata:

$$\frac{\pi}{\omega} = \frac{\pi}{\omega_0} + \frac{L V}{(R + R_1) \gamma} [\operatorname{sen} \psi - \operatorname{sen} \varphi \cos(\psi - \varphi)] \; ,$$

e quindi:

$$\frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} = \frac{V}{\pi\, \gamma} \operatorname{sen} \varphi \operatorname{sen} (\varphi - \psi) \quad . \tag{10}$$

La [10] fornisce la differenza relativa fra la pulsazione della tensione sincronizzante e la pulsazione propria ω_0 dell'oscillatore, in funzione dell'ampiezza V della tensione sincronizzante e della sua fase. La pulsazione ω compare invero anche in φ, ma, almeno in prima approssimazione, nel calcolo della tg φ, e quindi di φ, si potrà sostituire ω_0 ad ω. Si vede allora che $(\omega - \omega_0)/\omega_0$ varia sinusoidalmente con ψ; assume il massimo valore per $\varphi - \psi = \pi/2$ (indicheremo, in corrispondenza, con ω_1 la pulsazione della tensione sincronizzante); assume il minimo valore per $\varphi - \psi = 3\pi/2$ (indicheremo, in corrispondenza, ω con ω_2); ed è nulla per $\varphi = \psi$.

Ponendo infine $\Delta\, \omega = \omega_1 - \omega_2$, otteniamo l'intervallo relativo di sincronizzazione:

$$\frac{\Delta\, \omega}{\omega_0} = 2 \frac{V}{\pi\, \gamma} \operatorname{sen} \varphi \quad . \tag{11}$$

Quando è $\omega L \gg R + R_1$, φ è vicino a 90°, e la precedente si riduce semplicemente a:

$$\frac{\Delta\, \omega}{\omega_0} = 2 \frac{V}{\pi\, \gamma} \quad ,$$

la quale mostra che l'intervallo relativo di sincronizzazione, ottenibile con una data V, è tanto più grande quanto minore è γ, cioè quanto più R è prossima ad $|R_n|$.

Il caso considerato è particolarmente semplice, essendo per ipotesi $R_1 = R_2$, e i due semiperiodi di egual durata. Le considerazioni possono però facilmente essere estese anche a casi più complessi. Particolarmente interessante si presenta la sincronizzazione di un oscillatore, nel quale la corrente (o la tensione) vari lentamente in un certo intervallo di tempo, per ritornare, alla fine di questo intervallo, rapidissimamente al valore iniziale (andamento di i, o di v, in funzione di t a denti di sega). Allora il periodo delle oscillazioni di rilasciamento coincide con l'intervallo anzidetto, e la sincronizzazione, che dovrà esser fatta soltanto per codesto intervallo, si presenta conseguibile con facilità maggiore di quanto non possa avvenire per oscillatori, per i quali il periodo debba essere considerato come formato da due semiperiodi di durata diversa.

13. - Nel paragrafo precedente abbiamo considerato la possibilità della sincronizzazione delle oscillazioni di rilasciamento con una tensione di pulsazione ω poco diversa da ω_0. Cerchiamo ora le condizioni per la sincronizzazione con una pulsazione ω poco diversa da un multiplo di ω_0.

Le cose vanno quasi nello stesso modo; è importante tuttavia osservare che ogni semiperiodo delle oscillazioni sincronizzate deve essere un

multiplo dispari di semiperiodi della tensione sincronizzante, affinchè quello che accade per ognuno di essi possa ripetersi identicamente e simmetricamente per ogni altro. Valgono ancora l'equazione [8] del paragrafo precedente e l'espressione [3] della v_L.

Nel caso attuale dovrà però essere: $v_L = v_{L1} + V \operatorname{sen}[(2n+1)\pi + \psi]$, per $t = t_1 = (2n+1)\pi/\omega$. Così si ottiene:

$$\frac{\omega - (2n+1)\omega_0}{(2n+1)\omega_0} = \frac{V}{(2n+1)\pi\gamma} \operatorname{sen}\varphi \operatorname{sen}(\varphi - \psi) \ ;$$

quindi l'intervallo relativo di sincronizzazione è:

[12] $$\frac{\Delta\omega}{(2n+1)\omega_0} = \frac{2V}{(2n+1)\pi\gamma} \operatorname{sen}\varphi \ ,$$

e si può osservare che l'intervallo assoluto $\Delta\omega$ sopra ottenuto è eguale a quello della sincronizzazione semplice, fornito dalla [11].

Per quanto riguarda la possibilità di vincolare il periodo delle oscillazioni di rilasciamento ad essere un sottomultiplo intero del periodo della tensione sincronizzante, si possono svolgere considerazioni analoghe alle precedenti. Anche in questo caso si trova che, se i semiperiodi delle oscillazioni di rilasciamento libere sono di eguale durata, il periodo completo deve essere un sottomultiplo dispari del periodo della tensione sincronizzante.

Conferme sperimentali.

14. - Abbiamo cercato di confermare sperimentalmente le deduzioni teoriche sviluppate nei precedenti paragrafi, sia per quanto riguarda la instabilità di funzionamento, sia per quanto riguarda la generazione delle oscillazioni di rilasciamento e la loro sincronizzazione, limitandoci al caso delle resistenze N.

Abbiamo disposto una resistenza N, attuata con un tetrodo Philips CQ 05-15, di cui in fig. 21 è riportata la caratteristica statica $i_a = f(v_a)$ per $V_s = 120$ volt e $V_g = 0$ volt, in serie con una resistenza ordinaria R e con un generatore di tensione E costante, secondo lo schema di fig. 7. Se $R < |R_n|$, al variare di E, si possono percorrere tutti i punti della caratteristica, che sono stabili; se, invece, $R > |R_n|$, aumentando progressivamente la tensione di alimentazione E, la corrente varia progressivamente fino al valore i_1; poi, per un lievissimo aumento della E, salta al valore i_2. Diminuendo E, la i varia progressivamente fino ad assumere il valore i_3, salta poi fino al valore i_4 e così via, senza che si possano mai ottenere punti di funzionamento interni al segmento AB.

Si può pensare di ottenere un punto di funzionamento come P, interno ad AB, con $R > |R_n|$ con lo schema riportato in fig. 22, applicando cioè separatamente alla resistenza R la tensione E_r, al tubo la tensione E_n (fig. 21), con l'interruttore chiuso, in modo che nelle due maglie del circuito circolino due correnti eguali a quella corrispondente a P e quindi la corrente nell'interruttore sia nulla. L'apertura dell'in-

terruttore, se P fosse stabile, non dovrebbe provocare nessun mutamento. Invece si constata che il punto di funzionamento salta in P_1 od in P_2.

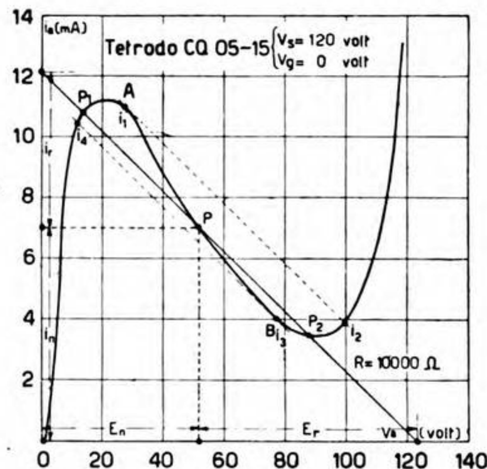


Fig. 21. — Caratteristica del tubo Philips CQ 05-15.

Naturalmente è impossibile accertare che la corrente nell'interruttore sia proprio nulla. Se però P fosse stabile, anche se tale corrente fosse diversa da zero e piccolissima, all'apertura dell'interruttore il punto di funzionamento dovrebbe cadere in P.

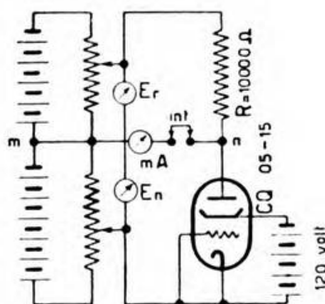


Fig. 22. — Circuito per lo studio della stabilità di funzionamento di una resistenza N, alimentata con tensione costante.

In un secondo tempo si è constatata sperimentalmente la instabilità di funzionamento, per $R > |R_n|$, quando l'alimentazione venga fatta a corrente costante, invece che a tensione costante, seguendo i criteri esposti nel § 6.

Per questo abbiamo formato un circuito come in fig. 23, e abbiamo alimentato il tetrodo CQ 05-15 (la nostra resistenza negativa) e la resi-

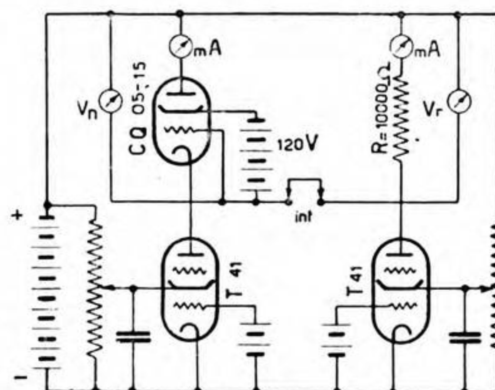


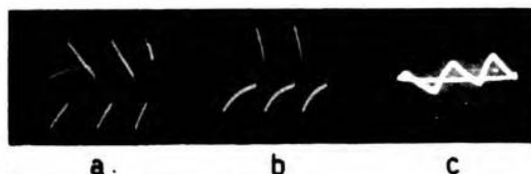
Fig. 23. — Circuito per lo studio della stabilità di funzionamento di una resistenza N, alimentata con corrente costante.

stenza R separatamente (interruttore aperto) attraverso due pentodi T 41, regolati in modo da consentire rispettivamente il transito delle correnti costanti i_n nel tetrodo, i_r nella resistenza (fig. 21); in tali condizioni i due voltmetri V_n, V_r segnano la stessa tensione. La chiusura dell'interruttore, se P fosse stabile, non dovrebbe provocare nessuna alterazione nel regime delle correnti e delle tensioni; invece il punto di funzionamento salta in P_1 ovvero in P_2 .

15. - Con lo stesso tetrodo CQ 05-15 abbiamo attuato l'oscillatore di rilasciamento, di cui lo schema è riportato in fig. 11, § 7, con i seguenti dati:

$$V_s = 120 \text{ volt}, \quad V_g = 0 \text{ volt}, \quad E = 90 \text{ volt}, \quad R = 5200 \text{ ohm},$$
$$L = 360 \text{ millihenry}.$$

La resistenza R era una comune resistenza S. E. C. I., l'induttanza L era formata con una bobina avente il nucleo di ferrocart, ed una capacità distribuita in parallelo di 0,33 millimicrofarad. Chiuso il circuito, si innescano senz'altro le oscillazioni di rilasciamento.



a b c

Fig. 24. — Oscillogrammi della tensione e della corrente in un oscillatore con resistenza N.

Abbiamo analizzato all'oscillografo catodico l'andamento, in funzione del tempo, della tensione ai capi di L, per diversi valori di E, otte-

nendo gli oscillogrammi riportati in fig. 24 *a*, *b*; così, per la tensione ai capi di *R*, l'oscillogramma di fig. 24 *c*: i risultati sono perfettamente conformi alle previsioni teoriche (§ 7, fig. 15); si constata fra l'altro che effettivamente gli intervalli di tempo $t_2 - t_1$, $t_4 - t_3$ sono trascurabili in confronto con gli altri due $t_1 - t_0$, $t_4 - t_3$.

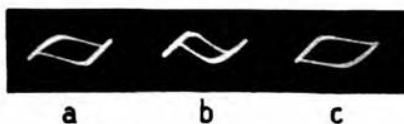


Fig. 25. — Oscillogrammi della corrente in funzione della tensione in un oscillatore con resistenza N.

Inoltre abbiamo portato alle placche deviatrici in senso orizzontale dell'oscillografo catodico la tensione ai capi della induttanza *L*, ed alle placche deviatrici in senso verticale la tensione ai capi di *R*, cioè una tensione proporzionale alla corrente che fluisce nel circuito. Invece di osservare una linea chiusa, eguale a quella definita dai punti $P_1 P' P_2 P_3 P'' P_4$ di fig. 12, si ottiene l'oscillogramma riportato in fig. 25 *a*. Il divario è stato spiegato al § 7 e deve essere attribuito alla capacità distribuita in parallelo sull'induttanza *L*. Infatti, aumentando tale capacità, il divario si accentua (fig. 25 *b*); invece, se si aumenta la capacità *C* in parallelo alla $[R_n]$ del tubo, il divario si attenua (fig. 25 *c*).

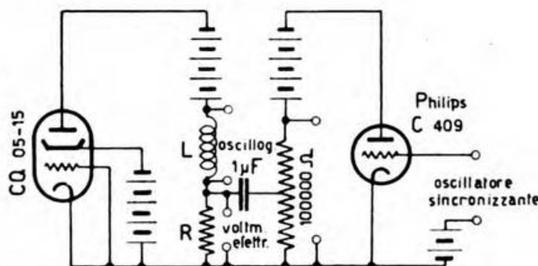


Fig. 26. — Circuito per lo studio della sincronizzazione di un oscillatore di rilasciamento con resistenza N.

È possibile calcolare per via teorica, secondo quanto è esposto nel § 7, ed eseguendo una figura come la fig. 12 ma con la caratteristica effettiva del tubo CQ 05-15, riportata in fig. 21, il periodo delle oscillazioni di rilasciamento. Per il calcolo di tale periodo occorre individuare la posizione dei punti P_1, P_2, P_3, P_4. Si può ritenere, in via approssimativa e in conformità con gli oscillogrammi di fig. 25, che i punti P_2 e P_4 abbiano rispettivamente le stesse ordinate di P_1 e P_3, ma nella determinazione dei punti P_1 e P_3 vi è molta incertezza a causa dell'andamento della caratteristica effettiva. Tuttavia la discordanza fra i valori teorici

e i valori misurati non supera il 10 %. Si ottengono frequenze che variano intorno a 4300 Hz, al variare di E.

Risultati analoghi, e perfettamente coerenti con le previsioni teoriche, si ottengono con il circuito rappresentato nella fig. 19; l'induttanza L, la resistenza R ed il tubo sono i medesimi delle prove precedenti; l'alimentazione a corrente costante è effettuata con un tetrodo T 41.

16. - Abbiamo cercato una conferma sperimentale anche delle conclusioni raggiunte al § 12, riguardanti la sincronizzazione. Per questo, abbiamo di nuovo attuato il circuito di fig. 7, con il tubo CQ 05-15, con la induttanza L di 360 millihenry e con la resistenza R di 5200 ohm, completandolo però nel modo indicato nello schema di fig. 26. Come si vede, ai capi di R viene a localizzarsi una tensione alternativa di piccola ampiezza (alcuni centesimi di volt) e di frequenza variabile a volontà dello sperimentatore, con la quale è possibile sincronizzare, nel corso delle esperienze, l'oscillatore di rilasciamento (regolato in modo che il periodo sia divisibile in due semiperiodi di egual durata).

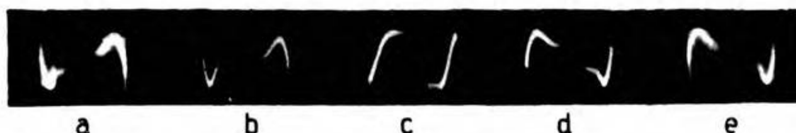


Fig. 27. — Oscillogrammi di sincronizzazione.

Per giudicare del raggiungimento della sincronizzazione, abbiamo inviato la tensione ai capi di L, alle placche deviatrici in senso orizzontale dell'oscillografo, ed all'altra coppia di placche la tensione sinusoidale sincronizzante. Al variare della frequenza di quest'ultima, si ottengono immagini ferme, soltanto entro l'intervallo di sincronizzazione.

Abbiamo così ottenuto la serie di oscillogrammi riportati in fig. 27, dei quali il primo e l'ultimo corrispondono a frequenze a confine, ma esterne, all'intervallo di sincronizzazione. Il progressivo passaggio, all'aumentare della frequenza, dalla forma dell'oscillogramma *b* alla forma dell'oscillogramma *d* attesta il progressivo sfasamento fra le oscillazioni sincronizzanti e le sincronizzate, previsto dalla [10] del § 12. La [11] del medesimo paragrafo consente il calcolo teorico dell'intervallo di sincronizzazione, con tutte le incertezze inerenti alla difficoltà della determinazione dei punti P_1, P_3 e delle resistenze R_1, R_2. Tuttavia l'ordine di grandezza degli intervalli calcolati e di quelli misurati è il medesimo.

Livorno, gennaio 1938-XVI.

R. Istituto Elettrotecnico e delle Comunicazioni della Marina.

RECENSIONI

AMPLIFICATORI.

R. L. FREEMAN e J. D. SCHANTZ — **Progetto di amplificatori per televisione.** (Electronics, agosto 1937, X, 8, pag. 22-25 e 60-62, con 10 fig.).

Dopo aver fissati, in base a considerazioni teorico-pratiche, i limiti di frequenza, di attenuazione e di distorsione di fase di un amplificatore per televisione, gli autori trattano il problema del progetto di un amplificatore a larga banda passante (30 Hz ÷ 2,5 MHz), dove la compensazione della curva di risposta in corrispondenza delle frequenze estreme della banda è ottenuta mediante l'uso di una induttanza in serie con la resistenza di placca di ciascuno stadio e mediante un opportuno dimensionamento del gruppo di disaccoppiamento anodico.

La trattazione teorica è corredata da una serie di grafici per il calcolo dell'induttanza di compensazione, i quali forniscono, oltre alla curva di amplificazione, anche l'andamento dell'angolo di fase. Il campo di frequenza per cui sono calcolate le curve si estende da circa 10 kHz a 2,5 MHz, ma le curve stesse sono facilmente utilizzabili anche nel caso di frequenze più elevate.

Come applicazione della teoria svolta vengono riportati i dati di progetto di uno stadio amplificatore costituito con un pentodo amplificatore 6C6, avente un'amplificazione di 3,6 e una curva di risposta praticamente lineare. In una tabella sono raccolti in fine i dati della capacità di entrata, della capacità di uscita, del guadagno ottenibile e così via, per alcuni tubi riceventi (955, 76, 800, 954, 6C6, 807) adatti all'uso in amplificatori per televisione.

L. P.

ANTENNE.

D. FOSTER — **Irradiazione da un'antenna rombica.** (Proc. I. R. E., ottobre 1937, XXV, 10, pag. 1327-1353, con 8 fig.).

Le antenne rombiche e quelle a V rovesciato sono state trattate finora soltanto dal punto di vista della ricezione. Inoltre le teorie esposte hanno considerato unicamente il caso in cui le onde in arrivo abbiano polarizzazione indipendente dalla direzione di provenienza. È d'altra parte noto che la polarizzazione del campo irradiato da tali antenne è differente

nelle diverse direzioni di irradiazione; da ciò segue che le proprietà direttive dell'antenna, considerata come trasmittente, non possono essere dedotte, per mezzo del teorema di reciprocità, da quelle della stessa antenna considerata come ricevente onde di polarizzazione fissa.

In sèguito a tali considerazioni viene trattata direttamente la teoria dell'irradiazione dalle antenne rombiche ed a V rovesciato. Le espressioni dell'intensità di irradiazione, dello stato di polarizzazione, della resistenza di irradiazione e del guadagno sono sottoposte ad un'accurata discussione. Le proprietà direttive di antenne siffatte si possono rappresentare mediante una funzione numerica relativamente semplice, il cui andamento viene facilmente rappresentato in proiezione stereografica. Tale metodo di rappresentazione consente di determinare gli effetti dovuti ad una variazione nella struttura e di ricavare con poca fatica il comportamento in ogni direzione di una determinata struttura.

Il diagramma di direttività delle antenne considerate presenta una successione di massimi molto numerosi, di intensità gradatamente decrescente. Vengono esaminati i mezzi adatti a diminuire l'ampiezza dei massimi di ordine superiore al primo.

Quanto alla polarizzazione del campo irradiato, si trova che il campo elettrico è parallelo o perpendicolare al piano del rombo e al piano meridiano soltanto per le direzioni di irradiazione che giacciono in questi piani e non per le altre. Sono quindi date formule che determinano l'orientazione del campo elettrico in ogni direzione; da esse si deduce che, nella direzione del massimo principale, detto campo è orizzontale per un rombo orizzontale, e verticale per un V rovesciato. Conseguentemente il principio di reciprocità tra le antenne riceventi e quelle trasmittenti può essere applicato soltanto per alcune determinate direzioni.

R. S.

CIRCUITI, QUADRIPOLI, FILTRI.

J. R. Carson e T. C. Fry — **Teoria dei circuiti elettrici a frequenza variabile con applicazione alla teoria della modulazione di frequenza.** (Bell S.T.J., ottobre 1937, XVI, 4, pag. 513-540).

Si definisce oscillazione a frequenza variabile una grandezza rappresentabile, a meno di un fattore costante, nella forma $e^{i\varphi(t)}$, essendo $\varphi(t)$ una funzione qualunque, non lineare, del tempo. La quantità $\Omega(t) = d\varphi/dt$ si chiama pulsazione istantanea dell'oscillazione a frequenza variabile; corrispondentemente $\Omega/(2\pi)$ si chiama frequenza istantanea. La definizione concorda con quella ordinaria della pulsazione di una grandezza sinusoidale pura; inoltre si vede facilmente che in prima approssimazione, e se $\varphi(t)$ è una funzione regolare, l'intervallo tra due zeri consecutivi di cos $\varphi(t)$ o sen $\varphi(t)$ è π/Ω.

Si definisce oscillazione puramente modulata in frequenza una oscillazione a frequenza variabile, in cui la pulsazione istantanea si possa scrivere nella forma $\Omega(t) = \omega_c + \lambda s(t)$, con ω_c e λ costanti, $\lambda \ll \omega_c$ ed $s(t)$

funzione del tempo che assume soltanto valori compresi tra — 1 e + 1: λ è l'indice di modulazione ed ω_c la pulsazione portante.

Ciò posto, si trova che la risposta di una rete lineare ad una tensione modulata in frequenza si può esprimere in una delle due forme:

$$[1] \qquad Y(i\Omega)\, e^{i\varphi(t)} + \sum_{n=2}^{\infty} \frac{D_n}{n!} \frac{d^n Y(i\omega_c)}{d\omega_c^n},$$

$$[2] \qquad \left(1 + \frac{\lambda s}{\omega_1}\right) Y(i\omega_c)\, e^{i\varphi(t)} + Y(i\omega_c)\, e^{i\varphi(t)} \sum_{n=2}^{\infty} \frac{C_n}{n!\,\omega_n^n},$$

dove $Y(i\omega)$ è la caratteristica di frequenza della rete (cioè $Y(i\omega)\, e^{i\omega t}$ è la risposta ad una tensione sinusoidale pura) ed inoltre:

$$C_n = \left(\lambda s - i\frac{d}{dt}\right)^{n-1} \lambda s \;, \quad D_n = C_n - (\lambda s)^n ,$$

$$\frac{1}{\omega_n^n} = \frac{1}{Y(i\omega_c)} \frac{d^n Y(i\omega_c)}{d\omega_c^n} .$$

La [1] offre un modo molto suggestivo di rappresentazione, ponendo maggiormente in evidenza l'utilità della definizione adottata della pulsazione istantanea. Infatti in tal modo la risposta risulta rappresentata dalla somma di un termine formalmente identico alla risposta in regime sinusoidale puro, il quale viene chiamato risposta di pseudo-regime, e di un termine, espresso in forma di serie, che dipende dalle derivate, rispetto alla frequenza, della caratteristica di frequenza della rete, e dalle derivate, rispetto al tempo, della pulsazione istantanea.

Nel caso di onda modulata in frequenza si deve intendere che $s(t)$ riproduca l'andamento del segnale a frequenza acustica. Se allora $\omega_a/(2\pi)$ è la massima frequenza che compare in esso, ed è $\lambda \gg \omega_a$, si trova che la frequenza istantanea varia entro i limiti $(\omega_c \pm \lambda)/(2\pi)$, e che lo spettro del segnale complesso occupa, intorno alla frequenza portante, una banda simmetrica di estensione $2\lambda/(2\pi)$.

La rivelazione di un'oscillazione modulata in frequenza richiede due successive operazioni: una rivelazione di frequenza, che trasforma l'oscillazione puramente modulata in frequenza in un'oscillazione ibrida, modulata contemporaneamente in ampiezza ed in frequenza, ed una rivelazione di ampiezza (rettificazione) eseguita nel modo ordinario. Il rivelatore di frequenza può essere una qualsiasi rete lineare, come dimostra la [2], il cui primo termine rappresenta l'oscillazione ibrida, mentre la serie successiva rappresenta le distorsioni lineari. L'esame dei risultati analitici indica che per una buona rivelazione di un'oscillazione modulata in frequenza, eseguita per mezzo di un rettificatore lineare, si deve avere che: 1) λ/ω_1 sia minore dell'unità; 2) la rete che costituisce il rivelatore di frequanza sia per quanto possibile una rete di pure reattanze; 3) la successione λ/ω_1, $(\lambda/\omega_1)^2$, $(\lambda/\omega_1)^3$, ... sia rapidamente convergente.

La rivelazione ordinaria descritta conduce ad un'oscillazione a bassa frequenza del tipo:

$$1 + \frac{\lambda}{\omega_1} s \cos \alpha + \frac{1}{2} \frac{\lambda^2}{\omega_1^2} s^2 \operatorname{sen} \alpha \ ,$$

essendo α una quantità che dipende dalle perdite del rivelatore di frequenza. Se si esegue la rivelazione mediante due rivelatori di frequenza riuniti in parallelo, costruiti in modo che risulti $Y_1(i\omega_c) = - Y_2(i\omega_c)$ e $dY_1/d\omega_c = dY_2/d\omega_c$ e seguiti da due rettificatori lineari identici, e si riuniscono in opposizione di fase i segnali a bassa frequenza ottenuti, l'oscillazione rivelata non contiene più il termine costante, nè i termini che rappresentano le distorsioni non lineari di prim'ordine, cioè è della forma $2 \frac{\lambda}{\omega_1} s \cos \alpha$.

Se all'oscillazione modulata in frequenza, che si vuol rivelare, si sovrappone un'oscillazione sinusoidale estranea (disturbo), ritenendo che il rivelatore di frequenza sia perfetto (ω_1 reale, $\alpha = 0$), che l'ampiezza del disturbo sia piccola in confronto a quella del segnale desiderato e che il disturbo sia uniformemente distribuito in tutto lo spettro di frequenza o almeno nell'intorno della frequenza portante, quando l'uscita a bassa frequenza è trasmessa attraverso un filtro che elimini tutte le frequenze superiori ad una certa $\omega_a/(2\pi)$, si trova che la potenza del disturbo nella rettificazione lineare ordinaria è:

$$P_N = \left(\frac{1}{3}\omega_a^2 + \omega_1^2 + \lambda^2 \overline{s^2}\right) \omega_a N^2 \ ,$$

in cui $\overline{s^2}$ è il valore quadratico medio di $s(t)$, N^2 è il livello medio di potenza dell'alta frequenza e $P_S = \lambda^2 \overline{s^2}$ è la potenza del segnale desiderato a bassa frequenza.

Poichè è $\omega_1^2 \gg \lambda^2 \overline{s^2}$ e $\lambda^2 \overline{s^2} \gg \omega_a^2$, nell'espressione di P_N il termine preponderante è ω_1^2. È perciò conveniente eliminarlo; ciò che si ottiene appunto mediante la doppia rettificazione e la ricombinazione differenziale già descritte.

Per ridurre ulteriormente il rapporto tra il disturbo ed il segnale si ricorre ordinariamente alla limitazione di ampiezza. Essa sopprime le variazioni di ampiezza del segnale ad alta frequenza ed impedisce in tal modo che il segnale interferente influisca sull'ampiezza dell'oscillazione desiderata permettendo soltanto che esso introduca variazioni nella fase o pulsazione istantanea. La teoria della rivelazione con limitazione di ampiezza è facilmente e brillantemente ricondotta a quella generale prima esposta. Si trova allora che in questo caso la potenza del disturbo è espressa semplicemente da:

$$P_N = \frac{1}{3} \omega_a^3 N^2 \ ,$$

senza la necessità di ricorrere alla doppia rettificazione. Quindi nelle condizioni più favorevoli e quando $\overline{s^2} = 1/2$, la potenza del disturbo, dalla rivelazione senza limitazione a quella con limitazione, si riduce nel rapporto:

$$\frac{1}{1 + \frac{3\lambda^2}{2\,\omega_a^2}}\,.$$

Senza limitazione di ampiezza si ha una piccola riduzione del rapporto disturbo-segnale aumentando l'indice di modulazione λ e conseguentemente la larghezza della banda di trasmissione ad alta frequenza. Con limitazione di ampiezza il rapporto disturbo-segnale è invece senz'altro inversamente proporzionale al quadrato dell'indice di modulazione. Inoltre si conclude che: 1) aumentando l'indice di modulazione, cresce la potenza del segnale a bassa frequenza rivelato senza che aumenti la potenza della stazione trasmittente; 2) la modulazione di frequenza in connessione con la limitazione di ampiezza (impossibile per definizione con la modulazione di ampiezza) consente una riduzione sostanziale del rapporto disturbo-segnale.

[*Il lavoro è veramente notevole per la generalità dei risultati teorici ottenuti con relativa semplicità di mezzi, senza introduzione di ipotesi restrittive del valore della trattazione, la quale inoltre si presenta completa in se stessa e non ha bisogno di riferimenti ad altri scritti. Con esso si può ritenere chiusa la prima fase di impostazione delle definizioni e della teoria della modulazione di frequenza, che ha dato luogo a varie discussioni negli ultimi anni. Il lavoro teorico successivo dovrà essenzialmente considerarsi come un'applicazione od un'estensione dei risultati teorici raggiunti in questo scritto.*

Si può aggiungere l'osservazione che la teoria della rivelazione con limitazione di ampiezza è applicabile, senza modificazioni, alla rivelazione per mezzo di apparati del tipo dei frequenziometri a lettura diretta. Infatti l'uscita di tali apparati è proporzionale alla frequenza istantanea, indipendentemente dalle variazioni di ampiezza dell'oscillazione in arrivo. Quindi questo tipo di rivelazione presenta le stesse caratteristiche di quella con limitazione di ampiezza.

È opportuno in fine un rilievo: gli autori chiamano « frequenza » istantanea la quantità $\Omega(t)$, che invece nel testo della recensione è stata denominata « pulsazione » istantanea, con locuzione che risponde all'uso normale - n. d. r.]

R. S.

CONVERTITORI, RADDRIZZATORI.

H. STERKY — **Moltiplicazione e divisione di frequenza.** (Proc. I. R. E., settembre 1937, XXV, 9, pag. 1153-1173, con 13 fig.).

Viene studiato un nuovo moltiplicatore o demoltiplicatore di frequenza attuato mediante due triodi, alle cui griglie viene applicato in opposizione di fase il segnale di frequenza base e le cui uscite sono connesse in parallelo; dall'uscita comune è derivata una reazione che agisce parte in concordanza e parte in opposizione di fase sulle griglie. La reazione è inferiore a quella necessaria per l'innesco di oscillazioni ed è esatta-

mente sufficiente a compensare la caduta di tensione anodica oscillante nell'impedenza anodica; i triodi sono fatti funzionare in classe B.

Viene sviluppata la teoria di questo complesso e vengono determinati la massima potenza ottenibile, il carico ottimo e così via. La demoltiplicazione di frequenza sembra a prima vista un poco bizzarra, ma la possibilità teorica è nota da tempo, e l'autore ne dà una spiegazione ingegnosa per questo caso particolare. Si riportano anche alcuni risultati sperimentali che illustrano la grande stabilità e praticità di questo nuovo dispositivo.

G. C.

J. W. ALEXANDER — **Un vibratore per il raccordo alla rete a corrente continua degli apparecchi funzionanti in corrente alternata.** (Rev. techn. Philips, novembre 1937, II, 11, pag. 346-349, con 6 fig.).

Viene descritto un vibratore che trasforma la tensione continua in tensione alternata. Il principio del suo funzionamento è il seguente.

Due lamine A_1, A_2 (fig. 1), collegate meccanicamente fra loro, ma elettricamente isolate e unite ai morsetti della rete a corrente continua vibrano, secondo la loro frequenza propria, in modo da toccare alternativamente i contatti K_{11}, K_{22} e K_{12}, K_{21}. A mantenerle in oscillazione provvede l'elettrocalamita M, che dà un impulso alle lamine tutte le volte che A_1, passando per la posizione di riposo, chiude il contatto K.

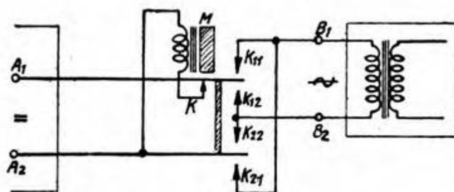


Fig. 1. — Schema del vibratore.

Naturalmente tali impulsi devono essere in concordanza di fase con la vibrazione delle lamine e perciò occorre che l'elettrocalamita agisca, non quando la lamina passa per la posizione di riposo, cioè immediatamente alla chiusura del contatto K, ma dopo un certo tempo: precisamente quando la lamina ha già toccato K_{12} e ritorna, richiamata dalla sua elasticità, verso la posizione di riposo. Perciò l'autoinduzione dell'avvolgimento dell'elettrocalamita deve essere tale che il ritardo, con cui la corrente nell'avvolgimento stesso segue la chiusura del contatto K, sia uguale al tempo detto.

In conseguenza di queste alternative chiusure di contatti, ai morsetti B_1 e B_2 del trasformatore si ha una tensione cambiante periodicamente di segno. Ai capi del secondario la tensione ha l'andamento della fig. 2 *b*; se il trasformatore è chiuso su una resistenza, la corrente secondaria ha lo stesso andamento, mentre quello della corrente primaria è dato dalla fig. 2 *a*.

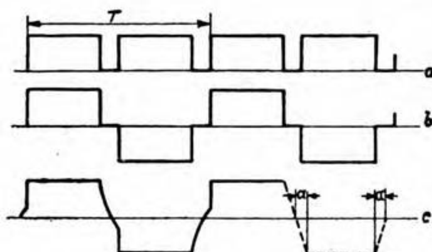


Fig. 2. — *a*) Corrente nel primario del trasformatore (*T* è il periodo). *b*) Tensione ai morsetti del secondario del trasformatore. *c*) Tensione ai morsetti del secondario quando tra i contatti sono derivati i condensatori: la linea tratteggiata indica l'andamento in un caso ideale.

Per evitare il logorio dei contatti, causato dalle extracorrenti date dal trasformatore tutte le volte che si aprono i contatti, si adotta lo schema di fig. 3. All'apertura dei contatti, i condensatori si caricano a spese della corrente che continua a circolare nel trasformatore per effetto della sua autoinduzione. Avviene però, che, quando le lamine chiudono i contatti, vengono in corto circuito le armature dei corrispondenti condensatori e le correnti che si originano possono danneggiare i contatti. Tale inconveniente è eliminato mettendo in serie ai condensatori resistenze che limitano le correnti di corto circuito. In queste condizioni l'andamento della tensione ai capi del secondario è quello dato dalla fig. 2 *c*.

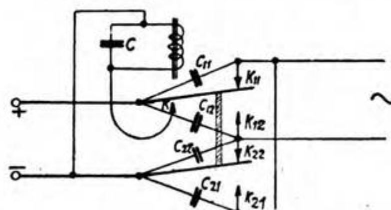


Fig. 3. — Schema del vibratore con la disposizione dei condensatori derivati tra i contatti.

Oltre le parti dette, il vibratore contiene due filtri che impediscono la propagazione di oscillazioni di alta frequenza, eventualmente formatesi, verso la rete e verso l'apparecchio alimentato.

Lo schema meccanico è dato dalla fig. 4. Il nucleo *R* della calamita serve di sostegno al vibratore vero e proprio. Le due lamine A_1 e A_2, isolate dalla massa dell'apparecchio con fogli di mica *P*, sono unite fra loro e all'àncora *M* da un pezzo isolante *T*. Non lontano dal punto in cui sono collegate al sostegno, esse portano una specie di forcella elastica su cui sono fissati i contatti K_{11}, K_{12} e K_{21}, K_{22}, in tungsteno. I contatti fissi corrispondenti, pure in tungsteno, sono portati da quattro lamine metalliche, isolate dal sostegno, le quali, grazie alla loro elasticità, accompagnano per un certo tratto le lamine principali nella loro vibrazione,

contribuendo ad allungare la durata del contatto e ad aumentare la frequenza del sistema vibrante, che si aggira, così, intorno a 100 Hz. La lamina A_2 porta anche una seconda laminetta col contatto K.

Fig. 4. — Schema meccanico del vibratore.

Per impedire che le vibrazioni meccaniche ed acustiche si propaghino all'esterno del vibratore, il dispositivo sopra descritto, insieme coi condensatori C_{11}, C_{12}, C_{22}, C_{21} e con le corrispondenti resistenze, è sospeso mediante sostegni elastici nell'interno di una scatola, ermeticamente

Fig. 5. — Il vibratore con i suoi involucri.

chiusa da un tappo di gomma attraverso il quale passano i fili di connessione; questa scatola è contenuta in un involucro cilindrico che si innesta con una spina a contatti multipli (simile agli zoccoli dei tubi americani)

su un'altra scatola cilindrica, in cui sono contenuti i condensatori e le induttanze del filtro e il condensatore C. Ne risulta (fig. 5) un unico cilindro da cui escono i fili di connessione per l'attacco alla rete e all'apparecchio da alimentare.

Il valore della tensione alternativa ottenuta per mezzo del vibratore dipende dalla tensione della rete continua: il suo valore efficace è:

$$V_{eff} = V_0 \sqrt{1 - \frac{4\alpha}{3\pi}} \quad ,$$

dove il significato di α è chiaramente indicato dalla fig. 2 *c*. Tale valore è, naturalmente, inferiore alla tensione della rete continua.

Sa. Ma.

DISTURBI E FENOMENI PERTURBATORI.

J. H. DELLINGER — **Brusche perturbazioni della ionosfera.** (Proc. I.R.E., ottobre 1937, XXV, 10, pag. 1253-1290, con 10 fig.).

Lo scritto contiene la descrizione e la discussione di un nuovo fenomeno, che interessa contemporaneamente le radiotrasmissioni, il magnetismo terrestre e le correnti terrestri. Esso fu osservato per 118 volte durante gli anni 1935 e 1936 e consiste in una brusca evanescenza (*fade-out*) dei segnali radio ad alta frequenza; la durata del silenzio varia da pochi minuti fino ad un'ora e più. I dati raccolti sono riassunti in una lunga tabella e discussi dal punto di vista della completezza delle informazioni e della loro attendibilità. Sono inoltre presentate alcune registrazioni, che mostrano i particolari dell'andamento del fenomeno.

Esso viene osservato contemporaneamente in molti punti della superficie terrestre; la differenza tra gli istanti di inizio nelle diverse località non supera in generale i tre minuti ed è molto spesso inferiore ad un minuto. I segnali ricevuti a intensità normale diminuiscono improvvisamente e si annullano, ordinariamente nell'intervallo di un minuto; talvolta la brusca evanescenza è preceduta e seguita da un periodo di evanescenza violenta, echi e disturbi diversi dagli atmosferici; spesso i segnali si annullano così bruscamente come se si fosse prodotto un guasto nelle apparecchiature. Dalle osservazioni raccolte in tutto il mondo si può dedurre l'esistenza di un limite superiore di frequenza, al di sopra del quale la trasmissione è semplicemente indebolita, invece che ridotta a zero; inoltre talvolta esiste un altro limite superiore, oltre il quale le radiotrasmissioni non subiscono alcuna attenuazione. Spesso durante le brusche evanescenze spariscono completamente anche i rumori di fondo dovuti agli atmosferici.

Le brusche evanescenze si producono per tutte le alte frequenze usate nelle trasmissioni a lunga distanza, cioè nell'intervallo che si estende da circa 1500 a circa 30 000 kHz. In tale intervallo gli effetti sono più evidenti per le frequenze più basse. Il fenomeno ha inizio dapprima per le frequenze inferiori; il tempo di completo silenzio e il tempo durante il

quale il segnale riacquista lentamente l'intensità normale sono tanto più lunghi quanto più bassa è la frequenza. Inoltre le caratteristiche di una brusca evanescenza relativa ad una trasmissione a lunga distanza con una certa frequenza corrispondono a quelle per una distanza e per una frequenza minori; ciò sembra indicare che la brusca evanescenza sia dovuta ad un aumento improvviso ed anormale dell'attenuazione, maggiore per le frequenze inferiori.

Le brusche evanescenze si producono soltanto nell'emisfero illuminato. Gli effetti sono molto più intensi nelle regioni in cui la radiazione solare arriva perpendicolarmente alla superficie terrestre; cioè sono molto intense nelle regioni equatoriali e diminuiscono con il crescere della latitudine, come pure sono molto intense nelle località in cui si manifestano a mezzogiorno (locale) e diminuiscono in entrambe le direzioni verso le longitudini delle regioni in cui è notte.

Le perturbazioni del magnetismo e delle correnti terrestri hanno, sotto molti punti di vista, le stesse caratteristiche delle perturbazioni subite dalle radiotrasmissioni. Brusche variazioni nell'intensità del campo magnetico terrestre si manifestano spesso contemporaneamente alle brusche evanescenze. La distribuzione geografica dell'intensità degli effetti, simile a quella prima indicata, è nettamente differente da quella degli effetti noti fino ad oggi (le tempeste magnetiche interessano tutta la superficie terrestre e sono più intense nelle regioni polari).

La insufficienza delle osservazioni rende impossibile riferire fenomeni ossevati allo stato del sole. La metà delle brusche evanescenze osservate coincide con il prodursi di eruzioni solari; ma non è da escludersi la possibilità di eruzioni invisibili. È stata inoltre osservata una probabile periodicità dei fenomeni di 55 giorni, cioè circa doppia del periodo di rotazione del sole (26 giorni).

Durante alcune delle brusche evanescenze erano in corso misure sulla ionosfera ed è stato possibile osservare che nessuna apprezzabile variazione si produceva negli strati E, F_1 ed F_2. L'autore è quindi portato a concludere che le brusche evanescenze siano dovute a un improvviso aumento della ionizzazione di una regione della ionosfera attraversata dalle onde che sono riflesse dagli strati superiori; tale regione dovrebbe trovarsi al di sotto dello strato E. Queste osservazioni conducono a confermare l'ipotesi dell'esistenza di uno strato D, il quale interverrebbe nella propagazione delle basse frequenze e sarebbe la sede delle brusche perturbazioni osservate. La causa dovrebbe essere una radiazione penetrante, sul conto della quale non è possibile dire nulla allo stato attuale delle osservazioni, se non che essa non può essere una radiazione visibile.

Il fenomeno presenta un interesse scientifico particolare, in quanto sembra dovuto ad una improvvisa emissione solare e quindi offre una via per aumentare le nostre conoscenze sul sole, sulla ionosfera, sulle radiotrasmissioni, sul magnetismo terrestre e sui fenomeni connessi.

R. S.

ELETTROTECNICA GENERALE.

P. C. MICHELL — **Il coefficiente di merito di bobine per onde corte.** (G.E.R., ottobre 1937, XL, 10, pag. 476-480, con 2 fig.).

Le perdite in una bobina possono essere suddivise in perdite metalliche (perdite nel filo conduttore e perdite nelle masse metalliche vicine), perdite dielettriche e perdite per irradiazione elettromagnetica. Queste ultime sono in genere trascurabili fino a frequenze di almeno 100 megahertz; quelle corrispondenti ai due primi tipi risultano proporzionali rispettivamente alla radice quadrata della frequenza e al cubo della frequenza e si possono perciò separare mediante la determinazione del coefficiente di risonanza e della reattanza della bobina per due frequenze diverse.

Allo scopo di determinare la forma e la grandezza ottima delle bobine ed inoltre la qualità di diversi dielettrici di supporto alle altissime frequenze, sono state eseguite, su vari tipi di bobine, misure che hanno portato ai seguenti risultati:

1) per frequenze superiori a 15 megahertz, il coefficiente di risonanza del circuito accordato non coincide con quello della sola bobina, ma dipende in generale tanto da quello della bobina quanto da quello del condensatore di accordo;

2) il valore ottimo per il fattore di forma di una bobina (rapporto della lunghezza al diametro) risulta all'incirca uguale a 1;

3) il diametro ottimo del conduttore è dell'ordine di 0,7 volte il passo dell'avvolgimento, e il coefficiente di risonanza del circuito diminuisce soltanto del 5 % per una riduzione del 20 % nel diametro del filo al di sotto del valore ottimo.

Usando un condensatore per altissime frequenze di capacità variabile fra 3 e 25 μμF, il coefficiente di risonanza del circuito è risultato eguale a 200 per bobine costruite su supporti di polistirene e di acrilato, e di 170 per bobine costruite su supporti di bachelite: valori minori rispettivamente del 10 e del 25 % di quelli ottenuti con bobine costruite senza supporto.

G. Pr.

FISICA GENERALE.

J. D. TRIMMER — **Onde sonore in un mezzo mobile.** (J.A.S.A., ottobre 1937, IX, 2, pag. 162-164, con 2 fig.).

Viene trattato analiticamente il problema del comportamento delle onde sonore in un tubo, attraverso il quale si faccia passare una corrente unidirezionale d'aria o di altro mezzo con velocità uniforme V. I risultati del calcolo prevedono, per le risonanze del tubo, perturbazioni per effetto delle quali le punte di risonanza vengono spianate, mentre la distanza fra i punti nodali viene ridotta secondo il fattore $1 - \left(\frac{V}{c}\right)^2$ in cui c rappresenta la velocità di propagazione del suono nel mezzo considerato.

M. N.

MISURE.

A. AGRICOLA — **Metodo per la misura di rapporti di trasmissione complessi di amplificatori.** (E.N.T., maggio 1937, XIV, 5, pag. 162-167, con 8 fig.).

La misura del modulo del coefficiente di trasmissione (amplificazione) di un amplificatore si attua in modo abbastanza semplice con procedimenti noti da tempo. La misura della fase di detto rapporto è invece alquanto più delicata e non è stata molto studiata dato lo scarso interesse della differenza di fase nel campo di quelle che fino ad oggi costituivano le principali applicazioni degli amplificatori aperiodici (riproduzione di suoni). Recentemente, con gli amplificatori a reazione negativa e per televisione, la conoscenza dell'angolo di fase ha assunto notevole interesse ed è stata così richiamata l'attenzione degli sperimentatori sui metodi per effettuarne la misura.

L'autore propone un metodo abbastanza semplice che consente la misura contemporanea del modulo e della fase della caratteristica di trasmissione di un amplificatore. Si inserisce (fig. 1) un attenuatore ohmico tra il generatore e l'amplificatore in prova e si regola l'attenuatore in modo che siano uguali le due tensioni, misurate con due voltmetri all'ingresso ed all'uscita del complesso; questo è il noto metodo per la

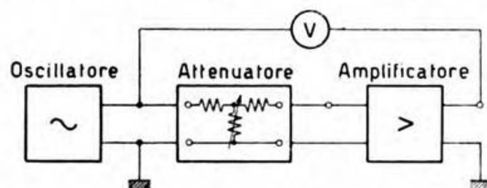


Fig. 1. — Schema per la misura del rapporto di amplificazione in grandezza e fase.

misura del rapporto di amplificazione, che risulta eguale all'inverso dell'attenuazione fornita dall'attenuatore. Per misurare la fase si inserisce, come è indicato in figura, un terzo voltmetro tra entrata e uscita; dal rapporto tra la tensione letta su di esso e quella letta sugli altri due si può agevolmente dedurre la differenza di fase delle due tensioni, che è anche quella introdotta dall'amplificatore.

Vengono discusse a lungo le cause di errore, e tra queste principalmente la presenza della resistenza interna non infinita del terzo voltmetro, e si dimostra come sia necessario che tale resistenza sia almeno 100 volte l'impedenza apparente di uscita dell'amplificatore per rendere trascurabile l'errore. La precisione del metodo è tale da consentire una determinazione sufficientemente accurata della derivata della caratteristica di fase (che, come è noto, è anche chiamata tempo di trasmissione dell'amplificatore).

[*Il metodo adoperato non è nuovo nelle sue linee generali; risulta interessante l'esame della sua applicazione al caso particolare considerato* - n. d. r.]. *G. C.*

H. BOUCKE — **Misura di campi magnetici per mezzo di bobine con nucleo di ferro per alte frequenze.** (A.T.M., giugno 1937, pag. T75-T76, con 7 fig.).

Viene descritto un nuovo metodo per la misura dei campi magnetici, fondato sull'osservazione che la permeabilità dei nuclei di ferro polverizzato contenuti nelle bobine per alte frequenze, sotto l'influenza di campi magnetici esterni, diminuisce proporzionalmente al valore di questi. In fig. 1 è indicata la diminuzione percentuale dell'autoinduttanza di una bobina con nucleo di ferro al variare dell'induzione magnetica da 0 a 24 000 gauss (2,4 Wb/m²). Paragonando le bobine a nucleo di ferro polverizzato con quelle contenenti nuclei di ferro compatto, per il quale, raggiunta la saturazione, la permeabilità va rapidamente diminuendo, si riconosce, che le prime sono le più indicate allo scopo di misura. Oltre a ciò la misura eseguita con bobine contenenti ferro compatto fallirebbe in ogni caso per l'alta permeabilità iniziale del ferro che fa fortemente deformare il campo magnetico. Anche usando materiale polverizzato, appaiono per il campo deformazioni considerevoli che, generalmente, non consentono misure assolute se non con gravi difficoltà, ma d'altra parte diviene possibile eseguire misure relative con elevata sensibilità.

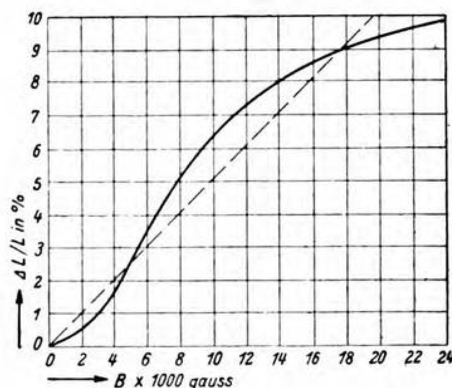


Fig. 1. — Diminuzione percentuale dell'autoinduttanza di una bobina con nucleo di ferro per alte frequenze, al variare dell'induzione magnetica cui è sottoposta.

La precisione particolare del metodo risulta dal fatto, che le variazioni dell'autoinduttanza, dovute all'azione del campo magnetico sulla bobina, vengono misurate con un procedimento ad alta frequenza. Il nucleo della bobina è costituito di ferrocart. Per misurare senza difficoltà anche campi in piccoli spazi, ad esempio il campo fra i poli del magnete d'un altoparlante, bisogna disporre di una bobina esploratrice di dimensioni molto ridotte. Si sono perciò costruite bobinette che, comprese le schermature elettromagnetica ed elettrostatica, hanno dimensioni esterne

non maggiori d'un piccolo disco dello spessore di 1 mm e del diametro di 6 mm. Esse sono a forma di toro, con l'involucro dello schermo adattato strettamente sull'avvolgimento. In casi speciali le bobine si possono conformare in modo adatto ai magneti da sottoporre alla misura: ad esempio, per prove su magneti rotondi, si può adottare la forma di anello.

Fra i vari metodi di misura si è mostrato preferibile quello dei battimenti e lo schema del dispositivo usato è rappresentato in fig. 2. Le alte frequenze interferenti vengono prodotte dai generatori G_1 e G_2: il primo è collegato con la bobina esploratrice *LE*; la frequenza di G_2 è mantenuta costante per mezzo d'un cristallo di quarzo. Oltrepassati i tubi amplificatori R_1 e R_2, le frequenze sono portate al tubo mescolatore *RM*, al quale è collegato un apparecchio registratore. Nelle condizioni di massima sensibilità una variazione di campo di 0,01 per cento determina uno spostamento dell'indice di 1 mm sulla scala di lettura.

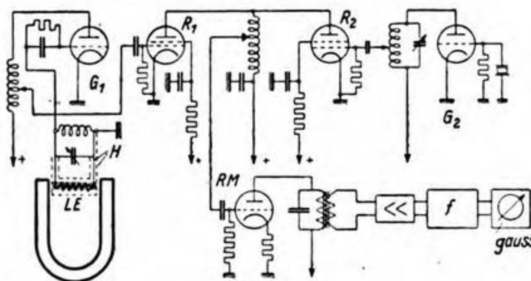


Fig. 2. — Schema del dispositivo usato per la misura.

Col dispositivo descritto è possibile esaminare minuziosamente e comparare le proprietà magnetiche di materiali (per esempio, degli acciai usati per i magneti degli altoparlanti dinamici), osservare in modo rapido e preciso l'influenza delle dimensioni geometriche e delle proprietà magnetiche di magneti di forma varia, e così via. Si prevede che si potrà aumentare ancora notevolmente la sensibilità già ottenuta, adoperando materiali più appropriati (come, ad esempio, polvere di permalloi) e costruendo bobine di forme particolari e con avvolgimenti di maggior numero di spire.

Rispetto ai noti metodi per misure di campo magnetico con bobina d'induzione e galvanometro balistico, il metodo ad alta frequenza presenta un altro notevole vantaggio: la bobina esploratrice resta immobile durante la misura. Ciò permette di rilevare lente variazioni del campo magnetico. Inoltre, tenendo conto, con opportune formole di correzione, delle deformazioni del campo per la presenza della bobina, si può seguire, per posizioni molto vicine fra loro, l'andamento del campo magnetico anche in zone più ampie, come per esempio nel caso d'un tubo di Braun. Il metodo descritto è stato fino ad ora usato principalmente per scopi scientifici; ma si presta anche per applicazioni nella pratica industriale,

per le quali presenta il pregio di consentire la registrazione automatica dei risultati. *H. B.*

F. M. PENNING — **Manometri per basse pressioni gassose.** (Rev. techn. Philips, luglio 1937, II, 7, pag. 201-208, con 15 fig.).

Tutte le proprietà dei gas che dipendono dalla pressione possono servire come mezzo per la misura della pressione stessa. Si hanno così:

a) Manometri basati sulla pressione del gas: manometri a mercurio (fino a 10^{-1} mm Hg) e provetta di McLeod (da 10^{1} a 10^{-5} mm Hg).

b) Manometri basati sulla conducibilità termica: notissimo quello di Pirani (da 10^{-1} a 10^{-4} mm Hg).

c) Manometri basati sull'attrito interno: lo smorzamento di un'oscillazione, oppure la forza di trascinamento che esercita un disco, ruotante rapidamente, su un sottile disco di mica sovrapposto ad esso a piccolissima distanza, sono tanto più piccoli quanto più bassa è la pressione e permettono perciò determinazioni precise di questa.

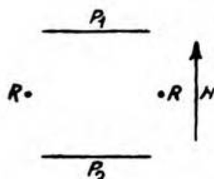


Fig. 1. — Schema del vacuometro Philips.

d) Manometri a ionizzazione: quando gli elettroni si muovono in un gas con notevole velocità vi provocano una ionizzazione: per pressioni sufficientemente basse il numero degli elettroni e degli ioni formati è proporzionale alla pressione. Questa è misurata dalla corrente che si origina (da 10^{-3} a 10^{-6} mm Hg).

e) Manometri basati sulla scarica spontanea nei gas: la scarica luminosa fra due elettrodi può permettere una determinazione qualitativa della pressione; ma essa si estingue già per pressioni di 10^{-3} mm Hg. Si può arrivare a pressioni molto più basse mediante l'azione di un opportuno campo magnetico. Nel vacuometro Philips, gli elettroni partenti dai catodi P_1 e P_2 (fig. 1) non raggiungono direttamente l'anodo anulare R R ma si muovono, sotto l'influenza di un campo magnetico H, seguendo traiettorie a spirale che vanno e vengono numerose volte fra P_1 e P_2; così che, anche se la pressione è molto bassa, gli elettroni incontrano un numero sufficiente di molecole e provocano la ionizzazione. La corrente che si stabilisce fra i due catodi ed R permette di misurare la pressione (da 10^{-3} e 10^{-5} mm Hg).

f) Manometri basati sull'effetto radiometrico, di cui è un esempio grossolano il radiometro di Crookes. A questa categoria appartiene il molvacuometro di Gaede che permette misure di pressione da 10^{1} a 10^{-7} mm Hg. *Sa. Ma.*

G. SACERDOTE — **Il metodo Corbino per la taratura dei microfoni a condensatore.** (Ricerca Scientifica, 15-31 agosto 1937, VIII-II, 3-4, pag. 174-185, con 2 fig.).

Il metodo proposto dal Corbino per la taratura dei microfoni a condensatore [1] è fondato sulla misura dello squilibrio di terza armonica che si introduce in un ponte di capacità, equilibrato per la frequenza fondamentale, quando una di queste capacità è un microfono, che si deforma sotto l'azione della tensione applicatagli.

La teoria del metodo, che non è stata esposta dal Corbino per il circuito usato in pratica, viene invece svolta qui; rimaneva inoltre da esaminare l'influenza di una tensione di terza armonica esistente nell'alimentazione: si dimostra che l'effetto di questa è, in pratica, trascurabile. Si nota in più che il risultato della misura non è indipendente dalla tensione applicata al ponte e che occorre trovare la condizione di equilibrio al limite per tensioni piccolissime.

Viene poi esposto uno svantaggio presentato dal metodo in istudio nei riguardi della polarizzazione continua applicata al microfono; si accenna a qualche risultato sperimentale che sembra limitare l'entità di tale inconveniente. Il problema è ancora ripreso nel caso del microfono polarizzato dall'esterno (e non come nel metodo Corbino da una tensione continua eguale a quella alternata); si ricade nel metodo di Kennelly, la cui teoria viene brevemente svolta in prima approssimazione senza ricorrere all'equazione meccanica.

Non si riferiscono risultati circa l'applicazione pratica del metodo a microfoni; si illustra invece l'elegante possibilità di indagare con esso le perdite causate, nei condensatori ordinari, dalla vibrazione delle lamine. Vengono date le curve relative a due condensatori che mostrano risonanze, l'uno a 555 e 580 Hz, l'altro a 560 Hz.

E. F. G.

E. T. DICKEY — **Note su alcune prove pratiche di confronto eseguite tra vari metodi di misure acustiche.** (Proc. I.R.E., settembre 1937, XXV, 9, pag. 1136-1152, con 8 fig.).

Da lungo tempo si desidera determinare un metodo di misura campione per il rilievo delle caratteristiche acustiche generali di un radioricevitore. I metodi usati fino ad oggi nei vari laboratori sono assai disparati e le relative conclusioni difficilmente portano a risultati comparabili. Per intraprendere uno studio da cui potessero ottenersi dati confrontabili, per iniziativa della R. C. A. si è provveduto a far girare per sei diversi laboratori un medesimo radioricevitore, chiedendo che ciascuno rilevasse su di esso le opportune caratteristiche acustiche.

I sistemi di misura dei laboratori sono comunque vari; sole grandezze prefisse sono:

---

[1] Ricerca Scientifica, 1936, VII-II, p. 491. Vedasi anche A.F., 1937, VI, p. 266.

1) il segnale d'entrata a radiofrequenza,
2) la posizione dei comandi del ricevitore.

I risultati delle misure sono stati raccolti ed analizzati tenendo il debito conto delle varie condizioni di prova.

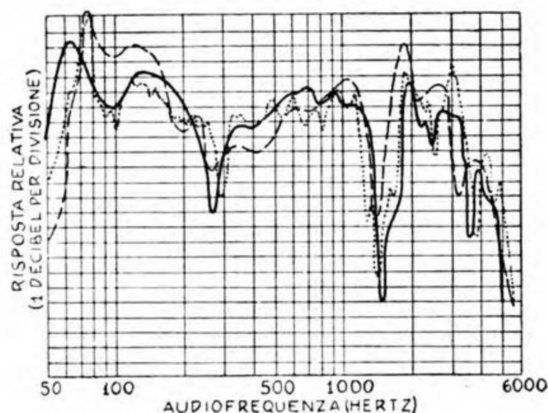


Fig. 1. — Curve rilevate all'aperto.

Le prove sono state eseguite all'aperto dai laboratori Ballantine, Philco, R. C. A.; in camera assorbente dai laboratori G. E. C., Philco, Stromberg; in camera normale media dal laboratorio Hazeltine.

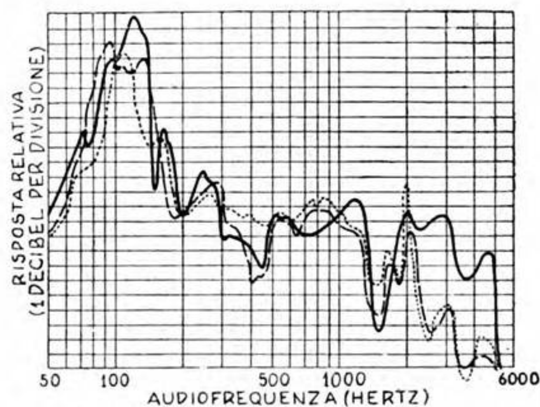


Fig. 2. — Curve rilevate in camera assorbente.

I microfoni usati, ed installati in vari modi, sono di tipi diversi: microfoni a condensatore, microfoni piezoelettrici, microfoni a velocità;

il laboratorio Stromberg ha fatto uso di microfono ruotante; il suono emesso dall'altoparlante in prova è stato ululato dal solo laboratorio Hazeltine.

Particolarmente interessanti per la loro corrispondenza sono le misure effettuate all'aperto (fig. 1): ciò era prevedibile data l'assenza degli effetti perturbatori della camera. Tra le misure eseguite in camera assorbente le più concordi sono quelle della Hazeltine e della R. C. A.: in fig. 2 sono riportate alcune curve rilevate in camera assorbente dalla Hazeltine.

I vari sperimentatori hanno inviato unitamente ai dati delle loro misure anche un commento personale. Le misure all'aperto sono in genere giudicate superiori come esattezza, ma certamente poco pratiche per essere adottate come misure correnti, a causa degli inevitabili disturbi esterni e delle condizioni atmosferiche. Tra gli altri, H. F. Olson consiglierebbe che ogni laboratorio ricavasse le proprietà delle proprie camere assorbenti mediante confronti con misure eseguite all'esterno su un determinato altoparlante. *C. Cr.*

J. F. MORRISON — **Semplice metodo per determinare i rapporti di ampiezza e di fase delle correnti nei sistemi di antenne.** (Proc. I.R.E., ottobre 1937, XXV, 10, pag. 1310-1326, con 11 fig.).

Una determinata distribuzione del campo irradiato da un sistema di antenne si ottiene, oltre che con un'opportuna distribuzione spaziale degli elementi, con ben determinati rapporti di ampiezza e di fase tra le correnti nei singoli elementi del sistema. È quindi molto importante poter misurare direttamente tali rapporti in sede di impianto, di collaudo e durante il funzionamento.

A tale scopo è stato ideato il metodo di misura illustrato schematicamente in fig. 1. Su ogni elemento, eccitato in parallelo, del sistema di antenne è disposta, immediatamente al di sopra del conduttore di alimentazione, una spira rigida. Le dimensioni della spira e la sua posizione devono essere identiche per ogni elemento di un particolare sistema. La parte superiore della spira è direttamente connessa all'antenna, mentre la parte inferiore è isolata e connessa al conduttore centrale di un cavo concentrico. Questi cavi, uno per ogni antenna ed elettricamente identici, vengono condotti ad un punto comune, per esempio dell'edificio in cui è installato il trasmettitore; ognuno di essi è chiuso sulla sua impedenza caratteristica, in serie con la quale è inserito un milliamperometro.

La tensione localizzata ai capi dell'impedenza terminale di una linea di trasmissione è applicata all'ingresso di una rete calibrata capace di produrre una rotazione di fase continua. La tensione all'uscita da tale rete è amplificata da un amplificatore a radiofrequenza, che compensa le perdite nella rete stessa. La tensione localizzata ai terminali dell'impedenza R_6 dell'amplificatore è applicata al morsetto 1 di un voltmetro elettronico differenziale; la tensione all'ingresso della rete sfasatrice è applicata al morsetto 2 dello stesso voltmetro quando il commutatore D_1

è nella posizione « taratura ». In queste condizioni si varia lo sfasamento finchè il voltmetro elettronico segna zero, alla quale condizione corrisponde uguaglianza di fase tra la tensione all'ingresso e all'uscita della rete sfasatrice. La manopola graduata che comanda la rotazione di fase può allora essere girata liberamente, portata sullo zero, e quindi vincolata all'albero di rotazione dei condensatori variabili. Manovrando il commutatore D_1, il morsetto 2 del voltmetro elettronico può venir connesso con l'impedenza terminale di uno qualsiasi dei cavi provenienti dalle altre antenne. Successivamente lo sfasatore è di nuovo ruotato finchè non si annulli la tensione combinata sul voltmetro. Allora la differenza di fase tra la corrente nell'elemento che ha servito alla taratura e la corrente nell'elemento in osservazione viene letta direttamente sulla manopola graduata.

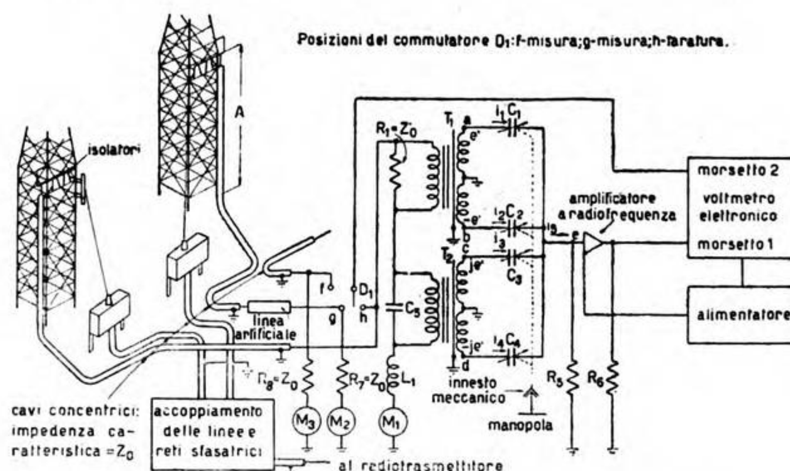


Fig. 1. — Circuito per la misura dell'ampiezza e della fase delle correnti.

Nell'installare l'apparecchiatura di misura si deve osservare che le spire di collegamento e le linee di trasmissione siano elettricamente identiche per tutti gli elementi. Le resistenze terminali delle linee devono essere, per quanto possibile, prive di reattanza e molto stabili. La rete sfasatrice deve avere perdite praticamente costanti al variare della fase; inoltre essa deve mantenere la taratura anche con piccole variazioni nelle caratteristiche dei circuiti, o deve consentire di ripeterla facilmente.

L'autore descrive brevemente la rete disegnata nello schema e determina la legge di variazione delle capacità, senza accennare ad alcun particolare costruttivo. Segue una breve relazione sulle caratteristiche di un sistema di due antenne, regolato con l'uso dell'apparato descritto.

R. S.

MODULAZIONE E RIVELAZIONE.

H. Roder — **Disturbi caratteristici della modulazione di frequenza.** (Electronics, maggio 1937, X, 5, pag. 22-25 e 60-64, con 8 fig.).

L'autore prende in esame la ricezione di segnali modulati in frequenza e si riferisce ad un segnale perturbatore avente modulazione di ampiezza del 100% e modulazione di frequenza determinata da un certo scarto massimo di frequenza e da una frequenza di modulazione. Mediante semplici passaggi trigonometrici ottiene l'espressione della risultante di tale segnale perturbatore e di un segnale ricevuto modulato in frequenza. Tenuto conto delle azioni del limitatore e del convertitore di modulazione, e della limitazione di banda dell'amplificatore a bassa frequenza, determina analiticamente gli elementi caratteristici del rapporto fra il segnale e il disturbo all'uscita, e trae le conclusioni seguenti.

Una efficace diminuzione dei disturbi in un sistema di modulazione di frequenza può essere ottenuta se si impiegano una forte profondità di modulazione (grande scarto massimo di frequenza, e conseguente grande banda di trasmissione) ed un limitatore efficiente.

Nel caso di due trasmittenti ad onda comune, le interferenze risultano sensibili solo nella zona in cui le due stazioni dànno luogo alla stessa intensità.

Quando invece sono adoperati nella trasmissione segnali di diversa frequenza, per eliminare l'interferenza, lo scarto di frequenza deve essere superiore a quello che viene ammesso nelle trasmissioni con modulazione di ampiezza, e precisamente uguale alla ampiezza della banda di amplificazione del ricevitore.

G. B.

PIEZOELETTRICITÀ E MAGNETOSTRIZIONE.

R. O. Schumacher — **Esperienze su lamine di quarzo oscillanti trasversalmente.** (Telefunken Ztg., luglio 1937, XVIII, 76, pag. 16-21, con 26 fig.).

Le oscillazioni proprie delle lamine di quarzo, eccitate piezoelettricamente per mezzo di due elettrodi paralleli (in queste esperienze sono state usate una lastrina di ottone come elettrodo inferiore e una stretta striscia di stagnola come elettrodo superiore), si distinguono in due gruppi: al primo appartengono quelle per cui è decisiva la misura nel senso dello spessore del quarzo (distanza fra gli elettrodi) e che corrispondono a lunghezze d'onda da 30 a 1000 m, al secondo quelle per cui è decisiva la misura nel senso perpendicolare alla direzione del campo elettrico, dette perciò oscillazioni trasversali e corrispondenti ad onde di lunghezza maggiore di 1000 m.

L'autore, servendosi del metodo della polvere di licopodio e del metodo di interferenza ottica, ha studiato le condizioni di oscillazione in lamine $P_{\varphi,\theta}$, ove φ è l'angolo formato dal piano degli assi X (elettrico)

e *Z* (ottico) con la normale al piano della lamina, e θ è l'angolo di questa normale con l'asse *Z*, per oscillazioni trasversali.

Il metodo della polvere di licopodio consiste nel coprire la lamina con un leggero strato di polvere; questa, non appena la lamina comincia a vibrare, salta via dai punti che sono centri di oscillazione, mentre resta nei punti nodali. Lo schema dell'apparecchiatura per il metodo di interferenza ottica è indicato in fig. 1; in esso *N* è una lampada al sodio, *M* un vetro smerigliato, *K* una lente che fornisce un fascetto di raggi paralleli,

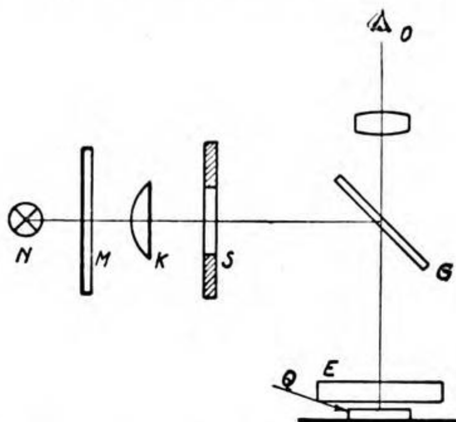


Fig. 1. — Apparecchiatura per il metodo di interferenza ottica.

E una lastrina interposta a facce parallele, e *Q* la lamina di quarzo a superficie levigata; da *O* si vede una serie di strisce di interferenza, alternativamente chiare e scure, che coprono uniformemente la lamina di quarzo e sono dovute alla differenza dei cammini dei raggi riflessi sulla prima faccia di *E* e di quelli riflessi sulla superficie levigata di *Q*. Se la lamina entra in oscillazione, si vedono le strisce sparire nelle zone di vibrazione. I due metodi usati si integrano vicendevolmente, perchè il primo, pur dando una rappresentazione alquanto imprecisa dei luoghi dei punti che risultano ventri e nodi, permette tuttavia di individuare questi luoghi anche sui margini della lamina, a differenza del metodo ottico che dà una rappresentazione precisa di essi soltanto sulla superficie.

Una ricca serie di fotografie per lamine tagliate con diverse orientazioni mostra, nelle prove fatte col metodo della polvere di licopodio, le forme di oscillazioni trasversali e ne fa vedere la dipendenza dallo stato degli orli della lamina, più o meno sfaccettati: così in una lamina circolare di taglio Y, cioè avente per normale l'asse *Y*, si generano due oscillazioni ortogonali fra loro, e in una lamina quadrata, tagliata secondo l'asse *X* e con la direzione di un lato giacente nel piano *YZ*, le oscillazioni hanno la direzione delle diagonali. Nelle prove fatte col metodo ottico si possono distinguere le linee nodali e specialmente la linea centrale,

che corre rettilinea attraverso tutta la superficie della lamina; la conoscenza di essa permette di stabilire esattamente i punti in cui la lamina deve essere fissata per ottenere che sia minimo lo smorzamento delle oscillazioni e per evitare che il sostegno influisca sulla forma e sulla frequenza di queste.

L. V.

PROPAGAZIONE DELLE RADIOONDE.

H. O. PETERSON e D. R. GODDARD — **Osservazioni dell'intensità di campo di segnali transatlantici tra 40 e 45 MHz.** (Proc. I.R.E., ottobre 1937, XXV, 10, pag. 1291-1299, con 7 fig.; R.C.A. Rev., ottobre 1937, II, 2, pag. 161-170, con 7 fig.).

Sono state effettuate a Riverhead, N. Y., durante tutto il 1937, misure delle intensità di campo prodotte dalle emissioni di televisione di Londra e di Berlino, su frequenze tra 40 e 45 MHz. Dopo alcune determinazioni dell'angolo di incidenza delle onde (risultato di circa 7,5 gradi), effettuate con tre dipoli posti ad altezza di 5,10, 18,30 e 15,30 m dal suolo, le successive osservazioni sono state fatte con un'antenna rombica, diretta verso l'Inghilterra e della quale si poteva invertire il senso di ricezione, mediante un commutatore, essendosi riscontrato come i segnali giungessero talvolta con percorsi diversi dal più corto arco di circolo massimo tra l'Inghilterra e Riverhead. La distanza del posto di ricezione da Londra e da Berlino è rispettivamente di 5500 e di 6300 km. I due trasmettitori di Londra hanno potenza di 3 e 5 kW.

Le intensità di campo riscontrate sono generalmente comprese tra 1 e 10 μV/m, e spesso anzi i segnali non furono sentiti. Si sono però anche avuti talvolta valori notevolmente più alti, eccezionalmente fino a 90 μV/m.

Poichè la possibile spiegazione di propagazione a grande distanza, per tali frequenze, è, che le onde vengano riflesse dallo strato F_2, le osservazioni fatte sono state confrontate con quelle delle frequenze critiche dello strato F_2, effettuate dal « Bureau of Standards »; la correlazione non è perfetta, ma forse ciò dipende dal fatto, che tali valori delle frequenze critiche sono rilevati non lungo il percorso seguito dai segnali.

M. B.

RADIOTECNICA GENERALE, IMPIANTI E ACCESSORI.

R. BOWN — **Lo sviluppo della radiotelefonia transoceanica.** (Proc. I.R.E., settembre 1937, XXV, 9, pag. 1124-1135, con 2 fig.).

Le comunicazioni telefoniche attraverso gli oceani sono state finora effettuate soltanto mediante collegamenti radio. Le frequenze portanti usate in questi collegamenti sono, salvo qualche eccezione, quelle corrispondenti alle onde corte, data la grande portata offerta da queste onde ed il notevole numero di canali telefonici che possono così essere attuati senza interferenza reciproca. Si ha inoltre per queste lunghezze d'onda

relativa facilità di costruire sistemi d'aereo fortemente direttivi, ottenendo così un notevole risparmio di potenza alla trasmissione ed un elevato rapporto segnale-disturbo alla ricezione.

La sicurezza dei collegamenti radiotelefonici è assicurata dall'uso di trasmettitori di notevole potenza e di altissima stabilità e la qualità della ricezione telefonica viene, nei moderni impianti, ottenuta mediante parecchi sistemi riceventi, quali, ad esempio, il sistema « di compressione e successiva espansione del programma », usato nei collegamenti ad onde lunghe, il sistema « a bande laterali allargate » ed in fine il sistema antievanescenza detto « per diversità ».

Sul tipo di quest'ultimo è stato da poco attuato un nuovo sistema di ricezione assai interessante, il « MUSA System » (1): mediante parecchie antenne, fortemente direttive anche nel piano verticale, vengono alla stazione radioricevente raccolti separatamente tutti i vari fasci d'onda che compongono un segnale ad onde corte, raccolto a grande distanza, cioè dopo che ha subito una serie di riflessioni negli strati ionizzati Kennelly-Heaviside. Questi fasci d'onda compiono ciascuno un proprio cammino, risultando quindi all'arrivo con fasi differenti l'uno rispetto all'altro, e giungono alla stazione ricevente ciascuno secondo una propria direzione nel piano verticale, la quale pare si mantenga stabile nel tempo e nell'intorno di una data frequenza. I vari segnali così raccolti vengono rivelati separatamente e poi, mediante appositi circuiti di ritardo, portati in fase fra di loro e quindi mescolati per formare l'uscita del sistema ricevente. I risultati pratici sinora ottenuti con questo sistema sono stati assai buoni.

Nuovi progressi per la radiotelefonia si prevedono dall'adozione di un sistema « multiplo » di trasmissione, cioè di un sistema di collegamento, nel quale un'onda portante di frequenza assai elevata sia modulata da un gruppo di canali telefonici e ciascuno di questi corrisponda ad una singola conversazione. Così pure un notevole guadagno (di circa 10) nella potenza si otterrà usando anche per onde corte il sistema di trasmissione « ad una sola banda laterale ».

B. Ce.

RICEVITORI.

A. SABBATINI — **La moltiplicazione di frequenza nei ricevitori radiotelegrafici.** (Rass. P.T.T., ottobre 1937, IX, 10, pag. 820-822, con 3 fig.).

I ricevitori a onde lunghe hanno d'ordinario selettività insufficiente rispetto alle varie emissioni, che distano in generale di appena 150 o 200 Hz. Se si cerca di migliorare la selettività con circuiti di ottima qualità ed eventualmente con filtri a quarzo, le costanti di tempo di questi sono così elevate da deformare in modo nocivo i segnali ricevuti.

L'autore è riuscito a superare la difficoltà con un artificio semplice ed elegante. Egli ha costruito uno speciale ricevitore a supereterodina,

(1) « Multiple Unit Steerable Antenna System ».

nel quale dopo il normale cambiamento di frequenza, la frequenza intermedia viene moltiplicata per due. In tale modo lo scarto assoluto di frequenza tra due emissioni vicine viene raddoppiato, rendendo molto più facile la separazione di esse, ottenibile ad esempio per mezzo di filtri a frequenza acustica.

Poichè la duplicazione di frequenza avviene con l'introduzione di circuiti aventi costanti di tempo trascurabili, la deformazione dei segnali non supera quella di un normale ricevitore. I segnali di combinazione, generati nella duplicazione di frequenza per la contemporanea presenza di due emissioni, non hanno effetto dannoso nel caso di ricezioni radiotelegrafiche. Ricevitori di questo tipo sono ora costruiti da una ditta italiana ed hanno dato risultati soddisfacenti, anche sotto il punto di vista del livello dei rumori e della sensibilità.

P. P.

TELEFONIA GENERALE, IMPIANTI E ACCESSORI.

E. H. Colpitts — **Recenti tendenze nelle trasmissioni telefoniche negli Stati Uniti.** (Bell S. T. J., aprile 1937, XVI, 2, pag. 119-143, con 18 fig.).

Nello stato attuale della tecnica appare essenziale di poter utilizzare maggiormente tutto il patrimonio di cavi e di condutture già esistenti ed in via di posa. Ciò si ottiene ricorrendo ai sistemi a frequenze portanti, i quali permettono di aumentare enormemente il traffico che può essere smaltito da una sola linea; al crescere della frequenza trasmessa aumentano però tanto l'attenuazione quanto la diafonia, ed è quindi necessario installare nuove stazioni amplificatrici a distanze pari a circa un terzo di quella primitiva ed accoppiare magneticamente i circuiti in modo da ottenere l'equilibratura complessiva. Gli amplificatori usati sono stabilizzati mediante controreazione. La frequenza di taglio dei cavi è stata elevata togliendo completamente la pupinizzazione.

Con tali modifiche si possono utilizzare i cavi fino a frequenze di 60 kHz, venendo a disporre di 12 comunicazioni bilaterali per ogni circuito a 4 fili. Nei circuiti aerei, ai 4 canali esistenti se ne sono aggiunti altri 12; usando frequenze fino a 150 kHz, si possono così avere 16 conversazioni contemporanee oltre le trasmissioni telegrafiche. Nei cavi coassiali ad alta frequenza, con stazioni amplificatrici situate a 17 km di distanza, si sono ottenute, con circuito a 4 fili, 1000 conversazioni contemporanee. La difficoltà di dover generare un gran numero di frequenze portanti è stata eliminata con l'adozione del sistema a gruppi: i circuiti telefonici fanno capo a gruppi di generatori, ciascuno dei quali fornisce 12 canali di modulazione ed è identico a quello usato per i cavi e le linee aeree; le correnti all'uscita dei gruppi vengono poi modulate una seconda volta e portate così alla frequenza che loro compete nella banda totale.

T. L.

TUBI ELETTRONICI.

M. J. O. STRUTT — **Costanti caratteristiche di pentodi a frequenze elevate (1,5-300 MHz).** (W.E., settembre 1937, XIV, 168, pag. 478-487, con 9 fig.).

M. J. O. STRUTT — **Le ammettenze caratteristiche di tubi mescolatori per frequenze fino a 70 MHz.** (E. N. T., gennaio 1938, XV, 1, pag. 10-17, con 9 fig.).

Dopo avere individuato nelle impedenze di entrata e di uscita, nella pendenza, nella impedenza di retroazione placca-griglia le quattro grandezze essenziali per la conoscenza del funzionamento di un tubo amplificatore alle frequenze elevate, si espone il metodo di misura. È il classico metodo di variazione di capacità per la misura della resistenza dinamica: misura che si effettua ponendo in parallelo ad un circuito oscillatorio l'impedenza incognita.

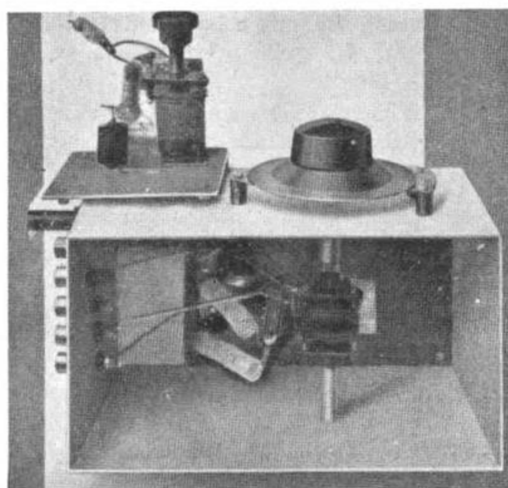


Fig. 1. — Due trasmettitori per onde corte (1-2 e 2-4 m di lunghezza d'onda rispettivamente).

I trasmettitori usati sono vari, per le varie gamme; non si devono avere eccessive preoccupazioni per la stabilità di frequenza, ma si richiede invece la cura di non lavorare su oscillazioni parassite. Due di tali trasmettitori sono rappresentati in fig. 1.

Il voltmetro a diodo è del tipo consueto. Poichè con il metodo accennato è necessaria semplicemente una taratura relativa, le indicazioni del voltmetro sono state confrontate con quelle di una coppia termoelettrica; questa, entro certi limiti, dà indicazioni che dipendono dalla frequenza soltanto attraverso un coefficiente, indipendente dalla indicazione stessa.

La schermatura è attuata con numerose scatole di acciaio contenenti le varie parti (trasmettitore, circuito, batterie, e così via) collegate da tubi di rame di 1 cm, entro cui si fanno passare i collegamenti.

Lo schema delle varie misure, fermo restandone il principio, varia a seconda che si voglia eseguire la misura dell'impedenza di ingresso, di uscita, di retroazione.

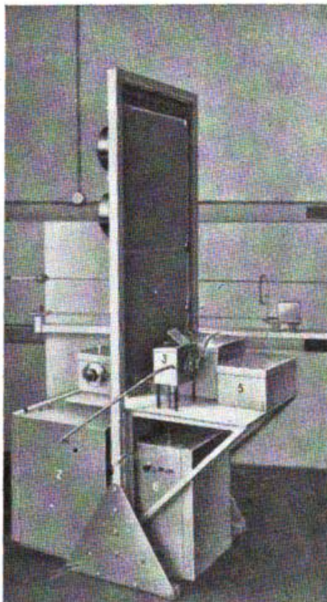


Fig. 2. — Apparecchiatura completa per misure d'impedenza d'entrata: 1 - trasmettitore; 2, 4, 6 - batterie di alimentazione; 3 - misuratore dell'impedenza d'entrata di un pentodo a ghianda; 5 - microamperometro.

I risultati sono molto interessanti e confermano d'altronde quelli già noti nella letteratura: le capacità di ingresso e di uscita non dipendono dalla frequenza; è invece molto sensibile — al crescere della frequenza — la diminuzione della resistenza di ingresso, meno grande ma importante la diminuzione della resistenza di uscita. Naturalmente occorre tenere conto delle perdite negli zoccoli, nelle basi, nel vetro e negli elettrodi, eseguendo la misura a tubo freddo e a tubo acceso: interessa la variazione delle resistenze in questione con la frequenza, sia per valori normali della polarizzazione di griglia, sia per tubo completamente regolato cioè con le tensioni anodica e di griglia schermo prescritte, ma con polarizzazione di griglia tale che la corrente anodica risulti praticamente nulla.

Si riportano a titolo di esempio i risultati trovati dall'autore per

l'impedenza di ingresso nel caso di un pentodo a ghianda: le misure sono state effettuate con l'apparecchiatura di fig. 2.

Tipo di tubo	Lunghezza d'onda m	Resistenza con tubo freddo (R_{tf}) Ω	Resistenza con tubo all'interdizione (R_{tr}) Ω	Resistenza con tubo caldo (R_{tc}) Ω	Resistenza attiva (R_a) Ω	Capacità a freddo μμF	Capacità a caldo μμF
Pentodo a ghianda	8,0	$1,1 \cdot 10^6$	$0,9 \cdot 10^6$	$0,12 \cdot 10^6$	$0,14 \cdot 10^6$	3,25	3,65
»	5,0	0,70 · »	0,50 · »	0,044 · »	0,049 · »	»	»
»	3,28	0,36 · »	0,27 · »	0,021 . »	0,023 · »	»	»
»	2,00	0,100 · »	0,068 · »	0,0068 · »	0,0077 · »	»	»
»	1,26	0,041 · »	0,026 · »	0,0025 · »	0,0028 · »	»	»

In funzione della lunghezza d'onda sono date le resistenze R_{tf} con il tubo freddo, R_{tr} con il tubo completamente regolato, R_{tc} con il tubo funzionante con le tensioni usuali, e la variazione che viene chiamata resistenza attiva R_a ed espressa con la relazione:

$$\frac{1}{R_a} = \frac{1}{R_{tc}} - \frac{1}{R_{tr}} .$$

La resistenza di uscita varia, non soltanto a causa del tempo di transito, ma specialmente a causa delle perdite del tubo, degli accoppiamenti parassiti (mutua induttanza delle connessioni), delle impedenze dei collegamenti interni al tubo.

La pendenza per questi tubi non varia con la frequenza, mentre l'impedenza di retroazione ha uno strano comportamento. A bassa frequenza c'è la solita capacità griglia-placca, il cui valore diminuisce per frequenze crescenti. Ad una certa frequenza critica (15 MHz per i pentodi europei) la capacità si annulla. Per frequenze superiori si ha una induttanza griglia-placca i cui valori crescono velocemente. Per esempio per il tubo AF3 vale:

$$C = 0,0031 - 0,0075\, \omega^2 \cdot 10^{-6}\ \mu\mu F .$$

Se si ha un circuito a radiofrequenza e non si vuole che, cambiando il tubo cui esso è collegato, debba essere necessario riaccordare il circuito stesso, occorre che le variazioni normali da tubo a tubo ($\pm$ 0,6 μμF) non spostino la sintonia; occorre cioè che la resistenza dinamica del circuito sia $< 1/(\omega\, \Delta C) = 1/(\omega \cdot 0,6 \cdot 10^{-12})$. Ne segue la regola pratica di fare la resistenza dinamica eguale a tanti kiloohm quanti sono i metri di lunghezza d'onda.

In un tubo mescolatore si può individuare un numero di grandezze caratteristiche assai maggiore di quattro. Complesse e numerose sono infatti le funzioni affidate ai tubi di questo tipo. Si devono considerare due impedenze di entrata delle due griglie, cui vengono portate le ten-

sioni da mescolare, ed una impedenza fittizia che dà la misura dell'accoppiamento tra queste due griglie. È naturale che nelle ordinarie applicazioni alle supereterodine sia più importante l'impedenza di entrata della griglia del segnale piuttosto che quella corrispondente all'oscillatore locale, ma ciò non è sempre vero alle frequenze elevate. Importa poi conoscere la pendenza di conversione, l'impedenza di uscita, le distorsioni, i fischi.

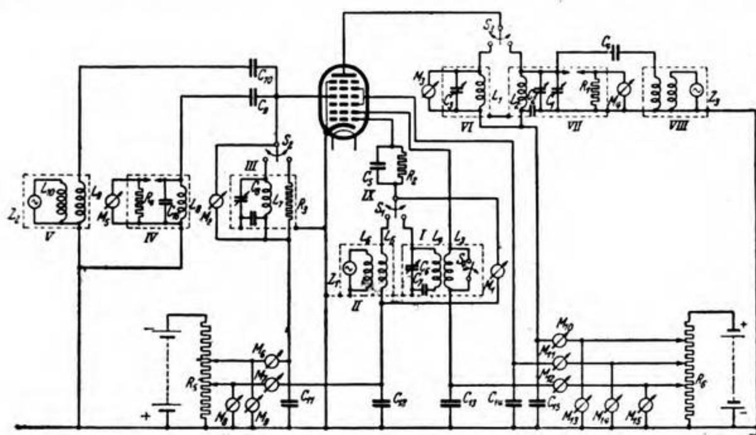


Fig. 3. — **Apparecchiatura per la determinazione delle grandezze caratteristiche dei tubi mescolatori.**

Tutte queste grandezze sono state determinate con un'apparecchiatura il cui schema di principio (nel caso di misure su ottodi) è riportato in fig. 3. In V ed in II sono indicati due oscillatori che possono sostituire l'uno il segnale, l'altro l'oscillatore locale della normale supereterodina. Con il commutatore S_1 si può fare funzionare lo stesso ottodo come generatore della frequenza locale inserendo in circuito le bobine e i condensatori occorrenti. In IV è rappresentato un ricevitore di tipo usuale abbastanza selettivo per poter misurare separatamente la tensione sulla griglia 4 alla frequenza del segnale e quella indottavi dalla griglia 1 attraverso l'accoppiamento elettronico inevitabilmente presente tra le due griglie. All'uscita del tubo può essere inserito un circuito accordato sulla frequenza intermedia od un amplificatore selettivo alla stessa frequenza. In VIII è un generatore che serve per fare misure con il metodo di variazione di capacità. Il medesimo metodo è adoperato per misurare la impedenza di entrata delle varie griglie e l'impedenza di uscita del tubo.

La stessa apparecchiatura, per quel che si riferisce allo schema elettrico, è stata adoperata alle frequenze della radiodiffusione e alle frequenze fino a 70 MHz. La fig. 4 riproduce il complesso per le prove con frequenze elevate. La limitazione verso le frequenze maggiori è data dall'induttanza delle connessioni del diodo che non permette misure assolute a frequenze

superiori. I risultati delle misure sono esposti nel lavoro originale solamente per le impedenze di entrata e per l'impedenza di accoppiamento (elettronico) tra le due griglie. Qui sembra opportuno limitarsi a citare alcuni dati di orientamento.

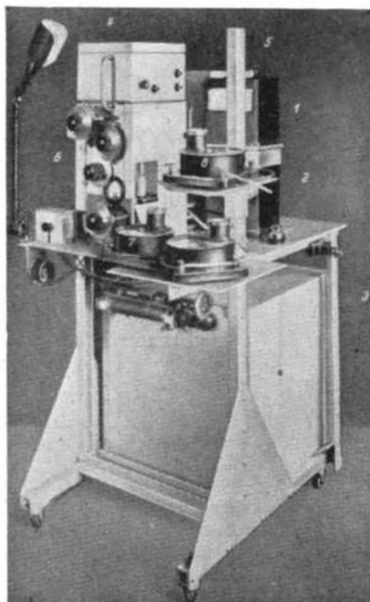


Fig. 4. — Attuazione pratica dell'apparecchiatura di fig. 3: 1, 2 - voltmetri a triodi M_3, M_5; 3, 4, 5 - batterie; 6 - cassetta per le parti I, II, III, IV, V, VI e IX; 7, 9 - microamperometro M_6 e galvanometro per il voltmetro M_2.

Anzitutto si osserva che l'accoppiamento tra le due griglie 1 e 4 del mescolatore può essere rappresentato da una capacità negativa. Questa è neutralizzabile, in parte, con un piccolo condensatore messo esternamente tra i morsetti corrispondenti alle due griglie. In tal modo si ottiene una notevole diminuzione nella tensione indotta sulla griglia del segnale dall'oscillatore locale. Il valore della detta capacità può essere fissato tra 1 e 2 $\mu\mu$F. Si constata che per le onde di 13 m conviene spesso, a tutti gli effetti, mantenere la frequenza dell'oscillatore locale minore di quella del segnale da ricevere. L'impedenza di entrata della griglia del segnale è però praticamente in ogni caso composta di una capacità di 8-9 $\mu\mu$F in parallelo con una resistenza compresa tra 10 e 24 kΩ, variabile a seconda del valore della frequenza intermedia, del punto di lavoro scelto, del valore della capacità che artificialmente s'inserisce, per le ragioni ora dette, tra le due griglie 1 e 4.

I risultati esposti mutano radicalmente se si considera un ottodo, una sezione del quale venga fatta oscillare nella maniera solita. Infatti, attraverso le complesse azioni mutue tra le varie griglie, si può avere una impedenza di entrata della griglia 4 di valore molto superiore (fino a 200 000 Ω) o addirittura negativo. È bene precisare però che ancora in questo caso si ottiene un grande vantaggio inserendo una capacità di 1,5 μμF tra le due griglie. Infatti appunto in questo modo si ottengono resistenze di 200 000 Ω e si evitano resistenze negative.

Sono esposte misure analoghe anche sopra esodi; si dimostra che questo tipo di tubo è meno adatto dell'ottodo ad essere adoperato verso le frequenze elevate.

E. F. G.

VARIE.

L. A. PIPES — **Le matrici nell'ingegneria.** (El. Engng., settembre 1937, LVI, 9, pag. 1177-1190, con 4 fig.).

Le matrici sono state introdotte originariamente come un simbolismo molto conveniente per riassumere in forma semplice interi gruppi di operazioni. Oggi però il calcolo delle matrici fornisce metodi veramente semplici per la risoluzione di sistemi di equazioni differenziali o algebriche. Ritenendo l'algebra delle matrici poco conosciuta dai tecnici, l'autore ha creduto opportuno riprenderla brevemente fin dalle definizioni fondamentali in modo da presentarla in una forma facilmente accessibile anche a lettori privi di conoscenze preliminari in materia.

Particolare importanza dal punto di vista delle comunicazioni elettriche presenta un metodo di determinazione delle frequenze caratteristiche di una rete lineare priva di perdite, il quale non richiede la risoluzione di nessuna equazione algebrica. Si tratta in sostanza di un metodo di soluzione numerica di un'equazione algebrica di grado n a radici reali, la cui applicazione al calcolo indicato risulta particolarmente semplice; sicchè il metodo stesso appare senz'altro preferibile a qualsiasi altro finora conosciuto.

R. S.

CRONACA TECNICA

ACUSTICA APPLICATA ED ELETTROACUSTICA.

Nel numero di luglio 1937 di *W. E.*, N. W. McLachlan riporta alcuni interessanti **risultati di prove su elettromagneti per altoparlanti** elettrodinamici. Le esperienze sono state eseguite su tre esemplari rispondenti a date

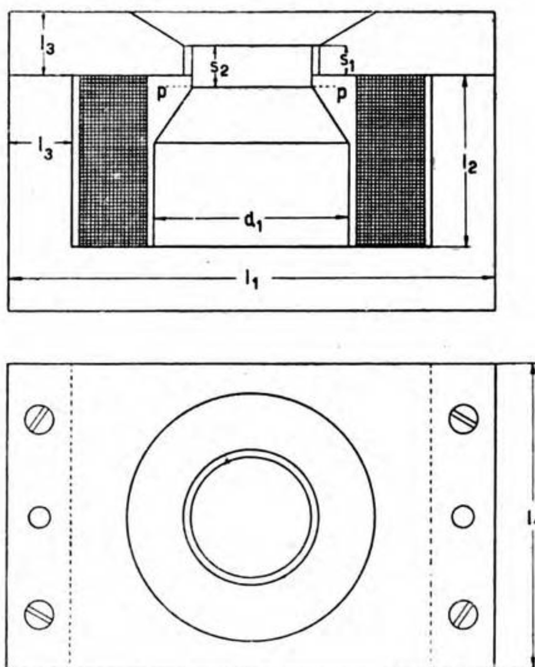


Fig. 1. — Sezione e pianta di elettromagnete per altoparlante.

caratteristiche. Per il traferro: diametro 49,7 mm, spessore radiale 2 mm, lunghezza assiale 9,6 mm, induzione 1,6 Wb/m²; spostamento assiale della bobina mobile 3 mm. I dati costruttivi comuni ai tre magneti sono:

$l_1 = 190$ mm, $l_3 = 20$ mm, $s_1 = 9{,}6$ mm, $l_4 = 120$ mm. I dati particolari: per il magnete n° 1, nucleo cilindrico, $d_1 = 76{,}5$ mm, $l_2 = 120$ mm, $s_2 = 20$ mm; per il magnete n° 2, nucleo cilindrico, $d_1 = 76{,}5$ mm, $l_2 = 67$ mm, $s_2 = 15{,}8$ mm; per il magnete n° 3, nucleo conico, diametro alla base 76,5 mm, diametro in corrispondenza della linea *pp* 54,6 mm, $l_2 = 67$ mm, $s_2 = 20$ mm.

Le prove hanno dato i seguenti risultati: per il magnete n° 1: potenza di eccitazione 30 watt, amperspire totali di eccitazione 3400, induzione nel traferro 1,6 Wb/m²; per il magnete n° 2: potenza di eccitazione 50 watt, amperspire di eccitazione 2700, induzione 1,5 Wb/m²; per il magnete n° 3: potenza di eccitazione 50 watt, amperspire di eccitazione 2700, induzione 1,48 Wb/m². Coefficiente di dispersione del flusso 50 %.

L. P.

***

È stato recentemente introdotto, sotto il nome di **sistema sonoro mirrofonico** un tipo di impianto acustico che presenta notevoli doti di naturalezza. Ne dà una breve descrizione R. C. Miner nel fascicolo di ottobre 1937 di *Bell Lab. Record.* Caratteristica del sistema, detto perciò anche « difonico », è l'impiego di due distinti complessi per la riproduzione delle note alte e delle note basse.

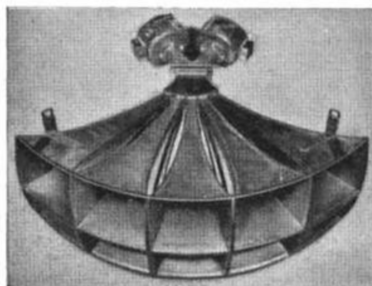


Fig. 1. — Altoparlante per frequenze elevate con tromba multicellulare per una uniforme distribuzione dell'energia sonora.

La riproduzione delle note alte (oltre i 300 Hz) è affidata a un diffusore a tromba alimentato da due unità di altoparlante. La tromba è del tipo multiplo e risulta composta di 15 trombe esponenziali disposte con le gole e le trombe a contatto (fig. 1). Le pareti delle trombe sono composte di due fogli di lamiera metallica separati da uno strato di feltro. Per assicurare una sufficiente produzione di energia acustica anche in corrispondenza delle note più elevate, la membrana mobile delle unità è di dimensioni notevoli. Ad evitare però dannosi ritardi di fase, la membrana non è disposta direttamente dinnanzi alle gole delle trombe, ma

comunica con queste attraverso parecchi passaggi anulari concentrici, praticati in un apposito diaframma disposto quasi a contatto con la membrana stessa (fig. 2).

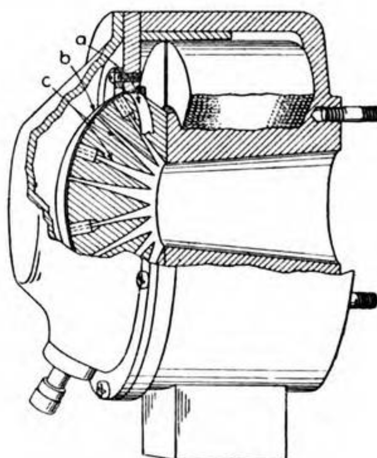


Fig. 2. — Unità motrice dell'altoparlante multicellulare:
a - bobina mobile; *b* - membrana; *c* - vani anulari per il passaggio del suono.

Alla riproduzione delle note basse provvedono quattro altoparlanti a cono che convogliano la loro energia su di uno schermo composto di 16 cellule a pareti inclinate. Resta così assicurata una perfetta diffusione dell'energia sonora.

L. P.

***

La crescente velocità dei treni ha aumentato il rumore all'interno delle vetture ferroviarie, obbligando le varie amministrazioni a correre ai ripari, in modo da ridurre anche per questo riguardo il disagio del viaggiare.

I rumori hanno due cause: o sono prodotti da sorgenti interne alle vetture, o sono provocati da sorgenti esterne, le cui vibrazioni si trasmettono all'interno degli scompartimenti sia attraverso l'aria, sia attraverso le membrature delle carrozze. Per i primi non c'è altro da fare che cercare sul posto di modificare i dispositivi rumorosi; invece, per i rumori provenienti dall'esterno i rimedi possono, con vantaggio, essere studiati in laboratorio. Si tratta infatti del problema generalissimo della misura del potere isolante di un divisorio, problema che interessa molte altre branche della tecnica, e che potrebbe essere quindi indagato con i mezzi normali usati per prove di questo genere.

In realtà nelle poche e scarse ricerche fino ad ora effettuate con lo scopo principale di conseguire un buon silenziamento dei veicoli, si è preferito semplificare un po' il problema limitandosi a considerare il caso di propagazione di onde piane. Si dispone quindi di due camerette (assorbenti per avere onde siffatte), che risultano separate dal tramezzo in prova. In tal caso, se p_2 è la pressione sonora dopo il divisorio e p_1 la pressione nello stesso punto quando non vi è divisorio, il potere isolante di questo risulta espresso dalla relazione:

$$I = 20 \log_{10} \frac{p_1}{p_2} \text{ decibel}.$$

È sufficiente limitarsi a fare misure fino a 2000-3000 hertz, poichè praticamente i rumori ferroviari non contengono componenti di frequenza superiore.

In un articolo apparso nel fascicolo di gennaio 1938 della *Riv. tecn. F. I.*, M. Monaldi, dopo qualche cenno di acustica tecnica e dei procedimenti di misura dei rumori con riferimento a metodi usuali della tecnica americana, illustra i **dispositivi adottati per il silenziamento di vetture ferroviarie,** e in particolare degli autotreni Fiat.

Il dispositivo per la misura del potere isolante è indicato nella fig. 1 (1); non si dànno risultati di esperienze. Si tratta poi dell'isolamento della vettura, dicendo come motori e cambi siano isolati dai carrelli e questi dalla cassa con tasselli di gomma ed altre sostanze elastiche. Anche la cassa è accuratamente studiata e così composta: ai pannelli laterali di lamiera esterni viene incollata all'interno, con una biacca di zinco o piombo una tela juta; sopra vengono posti uno strato di vernice antirombo ed un materassino formato da cinque fogli sottilissimi di alluminio alternati con strati di cascami di seta; quindi un pannello di masonite. Anche i condotti per l'aria di riscaldamento e di ventilazione ed i tubi di scappamento sono silenziati in modo opportuno.

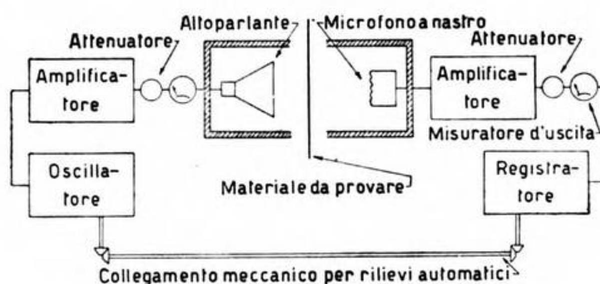
Del problema particolare della **trasmissione dei suoni e dei rumori attraverso divisori metallici** per veicoli si è occupato L. Renault nel fascicolo di maggio-luglio 1937 della *Rev. d'Acoustique*. Studiato il problema teoricamente nel caso di onde piane, secondo procedimenti ben noti (2), egli dà notizia di numerose e ben congegnate esperienze su lamiere semplici di acciaio e su divisori doppi; tali esperienze, effettuate secondo la procedura di cui si è fatto cenno poco sopra, sono state eseguite su divisori di 2,24 m × 2 m.

Molti dei risultati riportati confermano cose già note. È comunque interessante la notevole concordanza riscontrata fra previsioni teoriche e risultati sperimentali. Nuovi sono invece i risultati delle prove su lamiere

(1) Le piccole dimensioni del materiale in prova fan sì, a nostro parere, che il metodo risulta efficace soltanto per stabilire confronti, ed anche con qualche limitazione, poichè non permette di determinare bene l'effetto dell'incastro sui bordi - *n. d. r.*

(2) A.F., 1935, IV, p. 290; e 1936, V, p. 229.

di acciaio ricoperte con una vernice assorbente o addirittura con materassini di materiali adatti. Risulta che la verniciatura assorbente aumenta molto il coefficiente di smorzamento e migliora quindi, in misura sensibile, il potere isolante in vicinanza della frequenza propria della lamiera;



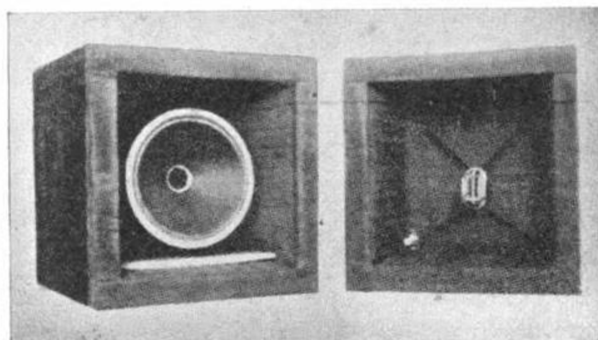


Fig. 1. — Schema del dispositivo sperimentale.
Particolare dell'installazione dell'altoparlante e del microfono.

il fatto è interessante, perchè la frequenza propria càpita giusto intorno a 100 hertz, cioè nella zona delle frequenze di maggior disturbo. Per le altre frequenze, il potere isolante delle lamiere trattate aumenta pure e, fino a 500 hertz, l'aumento può essere di 5-6 decibel; si può cioè avere aumento uguale a quello che si avrebbe usando una lamiera di peso doppio della lamiera originaria; la lamiera verniciata aumenta un po' di peso, ma il guadagno è tuttavia sempre notevole. Il ricoprire la lamiera con materassini assorbenti è pure molto efficace, ma l'aumento di peso della lamiera trattata è sensibile; quindi il vantaggio complessivo è meno notevole. Lo smorzamento degli urti risulta pure cospicuo per le lamiere, che per effetto della verniciatura hanno un elevato potere isolante in corrispondenza della frequenza di risonanza.

An. Gi.

***

Al fine di stabilire con quale fedeltà le orchestre europee assumano come nota di riferimento il « la normale » fissato per convenzione internazionale uguale a 435 Hz, presso la « Physikalisch-Technische Reichsanstalt » di Berlino, secondo quanto riferisce W. Lottermoser in *A. Z.* di gennaio 1938, si sono eseguite ricerche utilizzando le radiotrasmissioni di quasi tutti i paesi europei.

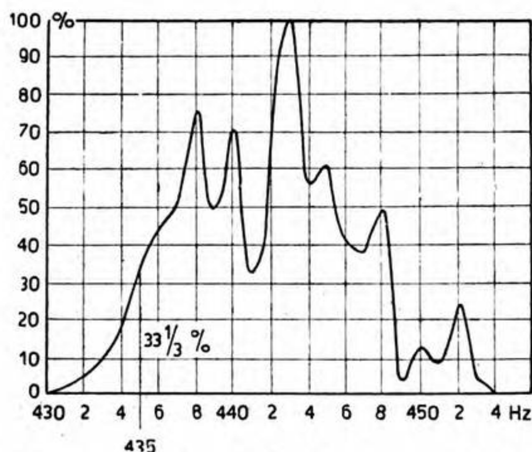


Fig. 1. — Distribuzione relativa, rispetto al valore più frequente, del tono di riferimento nel complesso delle trasmissioni prese in esame.

Per la misura si dispone di un oscillatore, la cui frequenza è, nella gamma utilizzata per le prove, conosciuta con la precisione di 0,5 Hz; la nota generata in un telefono può essere variata in altezza e in intensità e paragonata con la nota di cui si desidera misurare la frequenza. Per la misura si scelgono note molto tenute, o cadenti in accordi finali, o si utilizza il periodo di accordo degli strumenti. Noto lo spartito, si può risalire alla conoscenza della frequenza del « la », sul quale l'orchestra è accordata.

La precisione del metodo è evidentemente limitata, ma sufficiente allo scopo della ricerca, dalla quale si deve ragionevolmente richiedere soltanto un risultato statistico: si sono effettuate più di 500 misure, i cui risultati sono raccolti nei diagrammi di fig. 1 e 2.

Si constata che il **rispetto per il " la normale "** a 435 Hz è assai scarso. Si sono riscontrate variazioni fino a 6 Hz dall'inizio alla fine di una trasmissione.

I valori più bassi, anche sotto i 435 Hz, si trovano nella musica con organo, mentre la musica da ballo giunge fino a 448 Hz. Il valor medio del « la » per la musica sinfonica è risultato di 442,6 Hz, per la musica

da ballo di 442,3 Hz, per la musica militare di 441 Hz, per la musica con organo di 440 Hz, per la musica con pianoforte di 441 Hz.

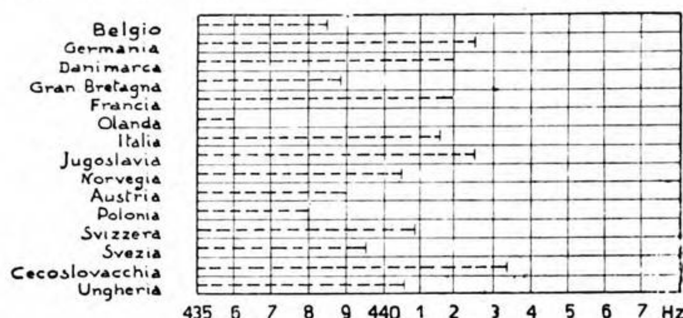


Fig. 2. — Valore medio del tono di riferimento in diversi paesi.

[*La Conferenza Internazionale di Acustica ha iscritto la questione della precisa determinazione del tono di riferimento fra i suoi più urgenti lavori* (1) *e le ricerche condotte presso la P. T. R. sono state appunto svolte a questo scopo* - n. d. r.]

AMPLIFICATORI.

La finezza di analisi presentata dai moderni impianti di televisione richiede, come è noto, che gli amplificatori dei segnali visivi posseggano caratteristiche di fedeltà particolarmente elevate sia nei riguardi dell'ampiezza, sia nei riguardi della fase. Dei **videoamplificatori** trattano appunto R. L. Freeman e J. D. Schanz nel numero di agosto 1937 di *Electronics* e S. W. Seeley e C. N. Kimball nella *R.C.A. Rev.* dell'ottobre 1937.

Per una buona trasmissione e ricezione di un sistema televisivo a 441 righe alterne con 30 quadri al secondo, si richiede che l'amplificazione totale del complesso delle apparecchiature non vari oltre ± 5 decibel tra 30 e $2{,}5 \cdot 10^6$ Hz. Così pure, data la notevole velocità con cui il raggio catodico percorre lo schermo fluorescente dei tubi riceventi (4,2 km/s nel precedente sistema), è necessario che sia costante il ritardo che i segnali di frequenza diversa subiscono nella catena degli amplificatori, e precisamente che la differenza di fase vari proporzionalmente alla frequenza; il massimo ritardo relativo non deve superare il tempo corrispondente all'analisi di un elemento; quindi deve risultare inferiore a 0,37 microsecondi, in accordo con i dati numerici precedenti.

Lo schema usato in questi amplificatori è quello usuale a resistenza e capacità, essendo però stata posta in serie alla resistenza anodica una piccola induttanza avente lo scopo di bilanciare l'effetto delle capacità

(1) A.F., 1937, VI, p. 630.

parassite. Il guadagno di un circuito così fatto risulta, nel caso dei tubi a corrente costante, uguale al prodotto della conduttanza mutua per l'impedenza anodica; allo scopo di mantenere questo guadagno costante per tutta la banda di frequenze voluta e con le richieste caratteristiche di fase, è necessario avere un dato rapporto tra i valori della resistenza e quelli delle reattanze capacitiva ed induttiva alla frequenza di taglio. Il rapporto tra resistenza e reattanza capacitiva può variare tra 1 e 0,9; il rapporto tra le reattanze capacitiva e induttiva deve essere all'incirca eguale a 2.

Nel calcolo del comportamento del circuito alle frequenze più basse occorre tener conto anche del circuito di accoppiamento placca-griglia tra stadio e stadio, e del circuito di disaccoppiamento anodico; in pratica si corregge l'effetto del circuito di griglia mediante l'effetto opposto che si ha nel circuito di disaccoppiamento, facendo sì che le costanti di tempo dei due circuiti risultino eguali.

Dato che il guadagno di questi amplificatori si mantiene elevato anche per frequenze di poche decine di hertz, è necessario che l'impedenza offerta dal circuito di alimentazione rimanga dell'ordine di qualche ohm per tutte le frequenze, allo scopo di evitare l'innesco di oscillazioni di « va e vieni ».

Manifestamente, dato l'uso cui questi amplificatori vengono destinati, il più adatto strumento di misura per il loro controllo è l'oscillografo a raggi catodici, il quale permette in un dato amplificatore sia di misurare direttamente la distorsione che subisce un segnale di forma nota, sia di ricavare con sistemi ovvi la differenza di fase tra il segnale all'uscita ed il segnale all'entrata.

B. Ce.

ANTENNE.

Di una nuova **antenna antiparassita,** di installazione assai semplice, dànno notizia W. L. Carlson e V. D. Landon nella *R.C.A. Rev.* del luglio 1937. Fa parte essenziale di essa una linea di trasmissione a coppia sim-

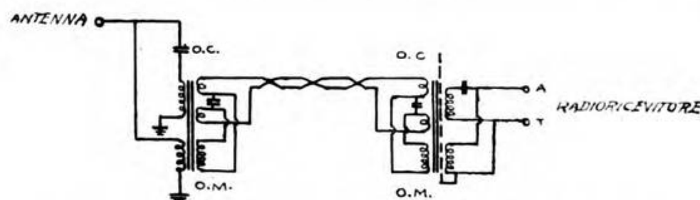


Fig. 1. — Schema del circuito usato per l'antenna antiparassita.

metrica, bilanciata mediante due gruppi di trasformatori che la terminano sia all'aereo sia ai morsetti del ricevitore. I trasformatori, attuati

mediante bobine a nucleo di ferro polverizzato, sono disposti in doppio, uno per le onde medie e l'altro per le onde corte, come è indicato in fig. 1.

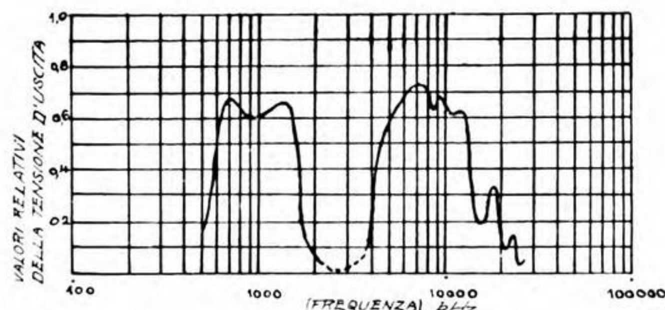


Fig. 2. — Curva caratteristica dell'apparecchiatura, ricavata usando un'antenna artificiale ed un carico ohmico ai terminali d'arrivo.

L'aereo che si consiglia di usare è del tipo Marconi (ad L invertito, oppure a V, od anche verticale, dato che la sua capacità può essere variata da 75 a 300 $\mu\mu$F). L'impedenza di entrata del ricevitore è stata supposta di circa 2000 ohm per le onde medie e di circa 200 ohm per le onde corte. Il grafico di fig. 2 riporta una curva caratteristica del sistema descritto.

B. Ce.

CIRCUITI, QUADRIPOLI, FILTRI.

Delle **limitazioni nel progetto di filtri passa-banda alle alte frequenze** tratta C. E. Lane nel fascicolo di ottobre 1937 di *Bell Lab. Record*. L'autore dimostra con dati numerici come, fissato un tipo di filtro, avente certe caratteristiche di attenuazione, larghezza assoluta di banda passante, e impedenza fuori della banda passante, calcolato per una frequenza ad esempio di 30 kHz, si arrivi rapidamente a complessi inattuabili all'aumentare della frequenza. Le limitazioni sono dovute alle capacità parassite e alle induttanze dei collegamenti, alla difficoltà di tarare con la precisione voluta piccole capacità e induttanze, e soprattutto alla impossibilità pratica di ottenere circuiti con un coefficiente di risonanza sufficientemente elevato. Quando il valore del coefficiente di risonanza non è un fattore di limitazione, si può ovviare ai due primi inconvenienti, o con l'introduzione di una trasformazione di impedenza nel filtro stesso, o mediante opportuni schermi in modo da localizzare e definire le capacità parassite. Nel caso in cui occorra ottenere coefficienti di risonanza elevati alle frequenze più alte si possono costituire i circuiti oscillatori con cavi coassiali o con quarzi piezoelettrici.

L. P.

ELETTROFISICA E MAGNETOFISICA.

Nei fascicoli di settembre e ottobre 1937 dei *Proc. I. R. E.*, T. R. Gilliland, S. S. Kirby, N. Smith e S. E. Reymer hanno raccolto in quattro note distinte le **caratteristiche della ionosfera** osservate da Washington nei mesi dal gennaio all'agosto 1937.

Per ogni mese sono riportati gli andamenti giornalieri medi delle altezze virtuali e delle frequenze critiche degli strati E, F_1 ed F_2, le date in cui si sono manifestate le brusche evanescenze (*fade-outs*) e le principali caratteristiche di queste. Brevissime discussioni sullo stato generale della ionosfera accompagnano i grafici. In essi sono segnate a parte le caratteristiche osservate nei giorni magneticamente disturbati. La presenza di perturbazioni magnetiche si accentua nei mesi estivi; i mesi invernali appaiono particolarmente quieti e presentano variazioni giornaliere regolari e relativamente uniformi delle caratteristiche della ionosfera. Le brusche evanescenze sono particolarmente frequenti nel mese di luglio, e in generale esse pure crescono nei mesi estivi rispetto a quelli invernali.

Le osservazioni analoghe effettuate durante lo scorso settembre sono poi riassunte dagli stessi autori nel numero di novembre 1937 della medesima rivista. Le frequenze critiche sono risultate superiori a quelle del settembre 1936 in relazione all'aumentata attività solare. La ionosfera è apparsa debolmente disturbata, potendosi classificare il mese tra quelli quieti. Sono segnalate 15 brusche evanescenze, per la maggior parte nell'ultima decade.

R. S.

MISURE.

Nel fascicolo del dicembre 1937 di *H. F. Techn. u. El. Ak.*, H. Straubel descrive un nuovo **misuratore di corrente per frequenze elevatissime.** Il dispositivo è costituito da una sottile lastra di vetro, con una delle superficie rivestita di un sottilissimo strato metallico. Se la lastra viene introdotta nel campo magnetico della corrente che si desidera misurare, lo strato metallico si riscalda a causa delle correnti parassite indotte e comunicando calore ad una faccia della lastrina di vetro produce in questa tensioni interne. Ne deriva la doppia rifrangenza per un raggio luminoso che traversa la piastrina; il grado di essa viene misurato mediante adatto dispositivo ottico.

G. B.

PIEZOELETTRICITÀ E MAGNETOSTRIZIONE.

Dei **nuovi tipi di piastrine piezoelettriche di quarzo a taglio CT e DT aventi basso coefficiente di temperatura,** di cui si è già data notizia (1), parla ancora S. C. Hight nel numero di settembre del *Bell Lab. Record.*

(1) A.F., 1937, VI, p. 624.

Delle proprietà e dei vantaggi di questi nuovi tagli è già stato detto; interessa, ora, notare il modo di vibrare delle piastrine.

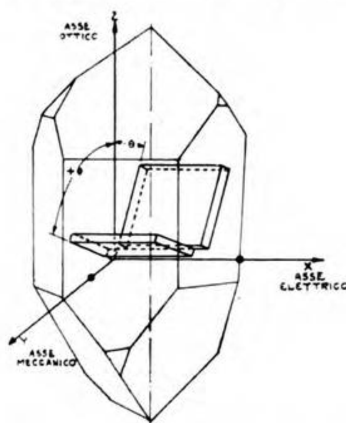


Fig. 1. — Esempio di tagli paralleli all'asse elettrico.

Con tagli paralleli all'asse elettrico (fig. 1), quali sono appunto i tagli CT e DT, le piastrine hanno due distinti modi di vibrare ciascuna: uno, nella direzione dell'asse elettrico, nel modo illustrato dalla fig. 2*a*;

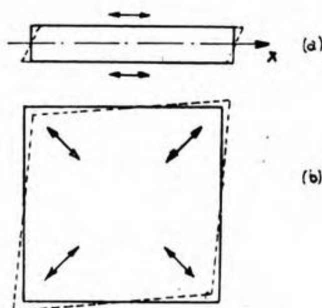


Fig. 2. — Vibrazioni delle piastrine tagliate parallelamente all'asse elettrico: *a*) per alte frequenze; *b*) per basse frequenze.

l'altro, illustrato dalla fig. 2*b*, parallelamente al piano della faccia principale. I vertici di questa faccia si muovono secondo le diagonali in modo che, mentre due opposti di essi si avvicinano, gli altri si allontanano. I centri geometrici delle due facce principali sono nodi e la linea che li congiunge è una linea nodale. La frequenza della prima vibrazione è inversamente proporzionale allo spessore del cristallo; quella della seconda dipende dalle dimensioni della faccia principale ed è, perciò, assai più bassa della precedente. *Sa. Ma.*

TUBI ELETTRONICI.

Nella rivista « Wireless Engineer » G. W. O. Howe suole prendere spunto da idee o da attuazioni nuove, da problemi recenti od antichi nel campo radiotecnico, per scrivere « editoriali » di un interesse e di una attualità sempre vivi.

In *W. E.* del gennaio 1938, ad esempio, egli con brevi parole delinea il problema della **produzione di onde decimetriche con magnetron ad anodo sezionato**; illustra il tipo di oscillatore polifase; ricorda brevemente una suggestiva idea esposta da A. Helbig in *H. F. Techn. u. El. Ak.* del settembre 1937, la quale sembra destinata a interessanti sviluppi.

Helbig, avendo osservato che non poche volte una importante limitazione al funzionamento di un tubo a campo magnetico è causata dal ritorno di molti elettroni sul catodo, ha pensato di dare a questo forma piana e di portarlo fuori dal cilindro degli anodi, a costituirne una delle basi. Due placche metalliche (parallele alla superficie del catodo e perpendicolari perciò all'asse del cilindro) racchiudono ulteriormente lo spazio interanodico. Quest'ultimo dispositivo è già stato adoperato per altre ragioni dal Linder (1).

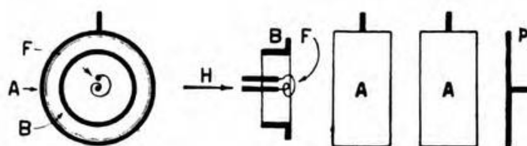


Fig. 1. — Magnetron del nuovo tipo ad anodo sezionato trasversalmente.

G. W. O. Howe suggerisce una semplice modificazione dell'idea di Helbig: usare due catodi sulle due basi del cilindro anodico, per meglio utilizzare le proprietà di un tubo siffatto.

Sia il tubo di Helbig, sia quello analogo che si potrebbe ottenere dando attuazione pratica all'idea di Howe, sono molto affini ad un gruppo di nuovi tubi elettronici dovuti alla scuola giapponese e descritti da K. Okabe, M. Kisida e K. Owaki, in *Nippon El. Comm. Engng.* del novembre 1937. Il tubo di Helbig può anzi essere considerato come intermedio tra i soliti tubi ad anodo sezionato e i tubi « di Osaka » (è questo il nome dato ai nuovi tubi).

In questo nuovo tipo di magnetron (fig. 1) un filamento *F* quasi puntiforme è disposto all'interno di un elettrodo *B* destinato a funzionare come elemento di comando o di modulazione), che fa da base a un cilindro *AA* sezionato in due parti da un piano perpendicolare al suo asse; l'altra base del cilindro è formata da una placca *P* che ha ufficio analogo a *B*. Forme derivate da quella descritta e ad essa analoghe sono rappresentate in fig. 2.

(1) Proc. I.R.E., 1936, XXIV, p. 633. Vedi anche A.F., 1937, VI, p. 63.

Nell'articolo citato vengono esposti alcuni dei risultati ottenuti mediante un tubo del tipo di fig. 1, con campi magnetici e tensioni anodiche relativamente deboli. La lunghezza d'onda (attorno a 2 ÷ 4 m) è strettamente legata a quella propria del circuito oscillatorio esterno, che è connesso con i due mezzi cilindri anodici; sembra che la tensione degli elettrodi *F* e *P* non influisca per nulla sulla frequenza generata, permettendo una modulazione puramente di ampiezza e praticamente lineare.

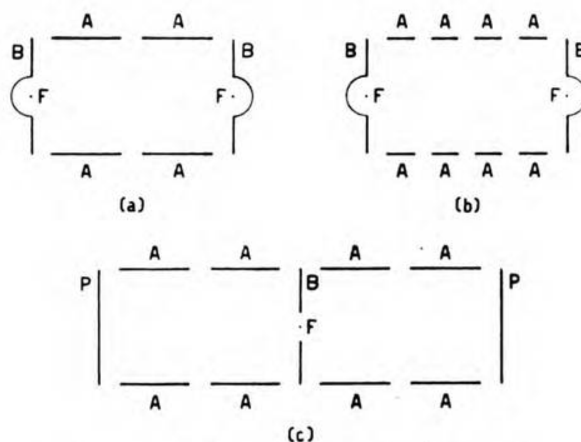


Fig. 2. — Vari schemi possibili di tubi del nuovo tipo.

Il tubo non possiede resistenza negativa statica. Il suo funzionamento appare assai suggestivo, perchè si potrebbe considerare in parte analogo a quello del ciclotron (prezioso strumento per la produzione di particelle veloci nella fisica atomica), in parte simile a quello del magnetron ad anodo sezionato, del tipo consueto.

Gli autori parlano dell'oscillazione « normale » di questo tubo come dovuta a una « resistenza negativa dinamica ». Dicono d'altra parte di avere osservato oscillazioni « anormali », analoghe a quelle a campo frenante, con onde di 80 cm (indipendenti dal circuito esterno e legate alla tensione anodica per quanto riguarda il valore di λ) riunendo insieme i due anodi del tubo.

E. F. G.

INFORMAZIONI E NOTIZIE

Concorso della Fondazione Edoardo Agnelli-"La Stampa,,. — La Fondazione Edoardo Agnelli, creata da «La Stampa», nell'intento di premiare opere di pensiero e di vita italiana, mette a concorso fra gli studiosi tre premi di L. 12 000 ciascuno: uno di questi è destinato all'opera di scienza e tecnica applicate al lavoro moderno, che la Commissione esaminatrice giudichi più meritevole. « La Stampa » curerà poi, presso la Casa Editrice Mondadori, la pubblicazione in volume dell'opera premiata.

Le opere concorrenti devono unire, alla netta linea culturale, chiara esposizione e quell'organicità di composizione che, facilitandone la divulgazione in ampie zone di lettori, dimostri non solo compiuta padronanza della materia, ma capacità di attingerne e di esprimerne gli aspetti essenziali. Il giudizio si riferirà precipuamente alla originalità della concezione e della trattazione.

La Commissione si riserva, nel caso in cui l'esame delle opere presentate non dia risultati soddisfacenti, di prendere in considerazione anche quelle particolareggiate trame di opere che, attestando esattezza, maturità e specifica preparazione, diano affidamento di poter essere condotte a termine con utilità della scienza. In questo caso la Commissione proporrà al concorrente prescelto di compiere l'opera entro il minor tempo possibile per un giudizio definitivo.

Le opere — assolutamente inedite — dovranno pervenire, in cinque copie dattilografate, non oltre il 31 dicembre 1938-XVII a « La Stampa », Segreteria della Fondazione Edoardo Agnelli. Delle opere non premiate la Segreteria tratterrà quattro copie, restituendone una all'autore.

E. Fa.

***

Concorso a borsa di studio della Fondazione Vittorio Emanuele II. — La Fondazione Vittorio Emanuele II della Cassa di Risparmio delle Province Lombarde ha aperto il concorso per una borsa di studio di

L. 4000 fra i laureati in scienze matematiche, fisica, chimica pura e industriale, scienze naturali, ingegneria, i quali aspirino a compiere un tirocinio di perfezionamento in Italia o all'estero.

I giovani devono essere di famiglie appartenenti alle province di Bergamo, Brescia, Como, Cremona, Mantova, Milano, Novara, Pavia, Rovigo, Sondrio, Treviso, Varese, Verona e Vicenza, e tanto essi quanto le loro famiglie devono trovarsi — a giudizio insindacabile della Commissione Centrale di Beneficenza — in condizioni economiche disagiate.

I concorrenti dovranno far pervenire la loro domanda, accompagnata dai titoli e dai documenti, non oltre il 31 marzo 1938-XVI, all'Amministrazione della Cassa di Risparmio in Milano, via Monte di Pietà, 8.

La Cassa di Risparmio si riserva di integrare eventualmente l'assegno suindicato, con somma da prelevare dai suoi fondi di beneficenza, dopo che il vincitore avrà determinato, con l'approvazione della Cassa, l'istituto superiore presso il quale effettuerà il perfezionamento.

E. Fa.

Vol. VII - N. 3 Marzo 1938-XVI

ALTA FREQUENZA

SOMMAIRE

Vol. VII - N. 3 Marzo 1938-XVI

ALTA FREQUENZA

CONTENTS

After defining negative differential resistance an account is given of the theory and results of experiments on the stability of circuits containing negative and positive differential resistances.

The elementary theory of relaxation oscillations is dealt with, involving differential negative resistance, capacitance and inductance. Their synchronisation with external alternating voltages is described, and formulae for the period of oscillation and the interval of synchronisation are developed, the theoretical results being confirmed by experiment.

Vol. VII - N. 3 Marzo 1938-XVI

ALTA FREQUENZA

INHALT

ING. R. SAN NICOLÒ, *Direttore responsabile*

7270 - A.P.E. - Arti Poligrafiche Editrici - TORINO, Via Menabrea 9

PUBBLICAZIONI DELL' A. E. I.

L'ELETTROTECNICA - Periodico quindicinale.
Giornale ed atti dell'A. E. I. (si pubblica il 10 e il 25 di ogni mese).

Annate arretrate . . . . cad.	L.	100,—
Abbonamento: per il regno	»	120,—
per l'estero	»	180,—
Un numero separato: per il Regno	»	6,—
per l'Estero	»	8,—

ALTA FREQUENZA - Periodico mensile.
Rivista di Radiotecnica, Telefonia e Acustica applicata.

Annata 1932	L.	30,—
Annate 1933-34-35-36-37 . . . . cad.	»	40,—
Abbonamento 1938	»	50,—
per i Soci AEI e SIF	»	40,—
Un numero separato	»	6,—

ANNUARIO A. E. I. - N. 1 (Gennaio) - Elenco Soci - Pubblicazioni . Prezzo L. 3,—
gratis ai Soci

N. 2 (Luglio) - Repertorio Elettrotecnico - Variazioni al N. 1 . Prezzo L. 3,—
gratis ai Soci

NORME DEL C. E. I.

Norme **Lampade** Elettriche - **Linee** aeree (Cap. III Norme impianti) Prezzo	L.	3,—
per i Soci	»	2,—
Norme **Cavi** isolati in carta - **Conduttori** isolati in gomma - **Conduttori** in rame nudo - **Contatori** monofasi - **Impianti** elettromedicali - **Impianti** teatri - **Interruttori** - **Isolatori** in porcellana - **Isolatori** in vetro - **Linee** aeree di contatto - **Motori** primi idraulici - **Motori** trazione - **Olii** - **Protezione** radioaudizioni - **Raddrizzatori** a vapori di mercurio - **Trasformatori** di misura - **Tubi** elettronici . Prezzo di ciascun fascicolo	L.	4,50
per i Soci	»	3,—
Norme **Impianti** Elettrici	»	6,—
per i Soci	»	4,—
Norme **Macchine** Elettriche - **Impianti** di bordo . Prezzo di ciascun fascicolo	L.	9,—
per i Soci	»	6,—

Raccolta completa Norme sconto del 10% sui prezzi esposti.

STATISTICA DEGLI IMPIANTI ELETTRICI IN ITALIA.

Vol. I. - Dati elettrotecnici sulle distribuzioni di energia elettrica nei Comuni, Impero e Colonie d'Italia (IV edizione)	L.	9,—
Vol. II. - Elenco delle **Centrali** di produzione di energia elettrica Prezzo ridotto	»	100,—
per i Soci	»	60,—

RENDICONTI DELLE RIUNIONI ANNUALI.

Prima Serie (Estratti della Rivista « L'Elettrotecnica »):
Vol. I. 1922 - Milano: **Produzione e distribuzione dell'energia elettrica.**
Vol. II. 1923 - Venezia: **Applicazioni dell'energia elettrica.**
Vol. III. 1924 - La Spezia: **La illuminazione elettrica e l'inerente distribuzione dell'energia.**
Vol. IV. 1925 - Napoli: I. **Conversioni di forma dell'energia elettrica.** - II. **Mezzi per assicurare la continuità del servizio degli impianti elettrici.**
Vol. V. 1926 - Brescia: (esaurito).
Vol. VI. 1927 - Como: (esaurito).

Prezzo dei Volumi della Prima Serie	L.	30,—
per i Soci	L.	10,—

Nuova Serie (non pubblicati sulla Rivista « L'Elettrotecnica »):

Vol. I. 1928 - Genova: I. **Trazione elettrica ferroviaria e tranviaria.** - II. **Propulsione elettrica navale**	L.	60,—
per i Soci	»	32,—
Vol. II. 1929 - Pescara-Francavilla a Mare: I. **Elettroagricoltura.** - II. **Elettrotermica.** - III. **Elettrochimica**	»	55,—
per i Soci	»	32,—
Vol. III. 1930 - Trieste: (esaurito).		
Vol. IV. 1931 - Perugia: **Sottostazioni di trasformazione di energia elettrica**	»	75,—
per i Soci	»	32,—
Vol. V. 1932 - Firenze: I. **Correnti joniche ed elettroniche. Nuove applicazioni industriali.** - **Applicazioni elettroagricole (Diagrammi di consumo)**	»	60,—
per i Soci	»	32,—
Vol. VI. 1933 - Sorrento: **Materiali impiegati nelle costruzioni ed applicazioni elettriche**	»	40,—
per i Soci	»	32,—
Vol. VII. 1934 - Gardone: **Perturbazioni nel funzionamento degli Impianti Elettrici**	»	40,—
per i Soci	»	32,—
Vol. VIII. 1935 - Santa Margherita Ligure: **Misure** (in 3 fascicoli) opera completa	»	45,—
per i Soci	»	32,—
Per fascicolo separato	»	20,—
per i Soci	»	15,—
Vol. IX. 1936 - Roma: **Radioricevi[illegible] - [illegible]municazioni su filo - Centrali idroelettriche**	»	75,—
per i Soci	»	60,—



Per acquisti rivolgersi all'Ufficio Centrale dell'A. E. I.
I VERSAMENTI possono essere eseguiti [illegible] Paolo, 10 — MILANO (2/2)
mezzo posta giro al N. 3/1189 su [illegible]

Vol. VII - N. 4 (PUBBLICAZIONE MENSILE) APRILE 1938 - XVI

ALTA FREQUENZA

RIVISTA DI
RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA



SOTTO IL PATROCINIO
DEL CONSIGLIO NAZIONALE DELLE RICERCHE
DELL'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
DELLA SOCIETÀ ITALIANA DI FISICA







ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
MILANO (2/2) - VIA SAN PAOLO, N. 10

SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE

VOL. VII APRILE 1938-XVI N. 4

ALTA FREQUENZA

RIVISTA DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

Edita dall'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
Redazione: Torino (116), Corso Massimo d'Azeglio, 42. *Amministrazione:* Milano (2/2), Via S. Paolo, 10. *Ufficio Pubblicità:* Milano (2/2), Via S. Paolo, 10.

È gradita la collaborazione dei lettori. Gli scritti dei singoli Autori non impegnano la Redazione e quelli della Redazione non impegnano il Comitato Direttivo. I manoscritti non si restituiscono.

ABBONAMENTO ANNUO . . . L. 50
PER I SOCI A.E.I. O S.I.F. » 40
UN NUMERO SEPARATO . . » 6

ANNATE ARRETRATE (FINCHÈ DISPONIBILI)
I (1932) L. 30; II (1933), III (1934), IV (1935), V (1936), VI (1937) L. 40 CIASCUNA

SOMMARIO

Vol. VII Aprile 1938-XVI N. 4

ALTA FREQUENZA



Telefonia europea.

Chi pensi al grande numero di problemi collegati con lo stabilirsi di una comunicazione telefonica internazionale, non può esimersi dal considerare con ammirazione il cammino che si è dovuto percorrere per giungere allo stato attuale delle cose: risolvendo problemi ed eliminando difficoltà non soltanto nel campo tecnico, ma anche in quello dei rapporti fra organismi dipendenti da autorità politiche diverse, ciascuno retto da norme e regolamenti suoi, non di rado non collimanti con quelli degli organismi cointeressati. La questione è in qualche modo affine a quella della corrispondenza epistolare fra abitanti di stati diversi, ma con la complicazione molto grave della prontezza e della simultaneità che sono richieste per il servizio telefonico: in questo, la meta da raggiungere è che l'abbonato chiamante riesca ad avere la comunicazione col chiamato senza un'attesa apprezzabile, prima di aver dovuto deporre il microtelefono.

Nè si può ritenere che le radiocomunicazioni abbiano, in un più o meno lontano avvenire, a sostituire completamente le comunicazioni per filo. È del generale Ferrié — pioniere nel campo della radio e testimone insospettabile — la graziosa osservazione che, se il filo conduttore fosse stato inventato dopo la radioelettricità, lo si sarebbe considerato come una bella invenzione, perchè esso solo consente, con piccola spesa di energia, di raggiungere a qualunque distanza il posto desiderato e quello soltanto.

Di tutto ciò, e di molte altre cose ancora circa un così attraente e vasto argomento, tratta il professore Valensi nello scritto che siamo lieti di pubblicare: è il riassunto di una conferenza da lui tenuta nella sede dell'Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris in Torino, in occasione delle riunioni in Italia del C. C. I. F. e della C. M. I., delle quali diamo cenno nelle « Informazioni e Notizie » di questo stesso fascicolo.

Nell'articolo si espone un quadro sintetico delle telecomunicazioni su filo, nelle loro forme sempre più varie, si prospettano le soluzioni già attuate o da attuare in relazione a tali sviluppi e si traccia un quadro della organizzazione internazionale che di esse si occupa. Prevediamo che i lettori gradiranno di trovare raccolte, in forma organica e riepilogativa, notizie altrimenti sparse e in buona parte non facilmente rintracciabili, cui l'autorità dell'espositore, benemerito Segretario Generale del C.C.I.F., dà un interesse particolare.

Capacimetro a triodi.

L'adoperare i tubi elettronici risulta in molti casi non scevro di complicazioni e piuttosto costoso, se si richiedono l'uso di tensioni continue ed in pari tempo l'alimentazione diretta dalla rete, perchè ciò impone di provvedere alla rettificazione ed allo spianamento della tensione alternata. Quando si riesce a far ricorso ai tubi elettronici senza sottostare a quella condizione, si attuano spesso apparecchi di uso pratico e comodo. Esempi di applicazioni del genere non mancano nella letteratura tecnica recente (1).

Il dottore PISTOIA presenta ora un nuovo apparecchio, destinato a funzionare direttamente con la tensione della rete, il quale appare suggestivo per la semplicità del principio informatore e dell'attuazione pratica. Si tratta di un dispositivo che può dirsi essenzialmente un divisore di tensione a capacità, atto a rivelare piccole variazioni di quest'ultima grandezza e bene utilizzabile, in unione con un campione, per costituire un capacimetro basato sul metodo di sostituzione.

Il dispositivo è stato anche attuato sotto forma di apparecchio di misura; le sue caratteristiche sono tali da far pensare che esso interesserà tutti coloro, e non sono certamente pochi, cui si presenta la necessità di effettuare, con una certa precisione, gran numero di misure di capacità per valori compresi tra uno e alcune migliaia di micromicrofarad.

LA REDAZIONE.

(1) Si vedano ad esempio alcuni degli apparecchi descritti da F. H. SHEPARD JR.: Proc. I.R.E., 1936, XXIV, p. 1573; R.C.A. Rev., 1937, II, p. 149.

CONSIDERAZIONI SULLA RETE EUROPEA DI TELECOMUNICAZIONI

GEORGES VALENSI

Vengono passati in rassegna e classificati i diversi tipi di telecomunicazioni, ricordando le ragioni per cui una rete di conduttori metallici è per esse necessaria e indicando i vari problemi che la posa e la manutenzione di una tale rete coinvolgono. Si richiamano sinteticamente le leggi generali e le prove sperimentali che permettono di apprezzare la qualità della trasmissione. Si riassumono, a titolo di esempio, le diverse esperienze effettuate al Laboratorio S. F. E. R. T. Infine vien descritta la organizzazione internazionale delle telecomunicazioni elettriche.



1. - Diversi tipi di telecomunicazioni.

Molteplici sono i criteri con cui si possono classificare le telecomunicazioni.

A) *Classificazione dal punto di vista della cosa comunicata.*

Si distinguono:

1) *Comunicazioni del pensiero umano:* la telefonia comunica la parola, la telegrafia e la fototelegrafia comunicano la scrittura.

2) *Trasmissioni di manifestazioni artistiche:* la telediffusione (per fili) e la radiodiffusione (per onde hertziane irradiantisi liberamente) possono concernere la musica (emissioni radiofoniche) o le immagini fisse (fototelegrafia) o le immagini animate (televisione).

3) *Trasmissioni di movimenti utilitari:* secondo l'operazione che effettua il movimento comandato elettricamente a distanza, si possono avere: una segnalazione ottica, una commutazione, una selezione automatica, un telecomando, una telemisura, e via dicendo.

Ogni telecomunicazione è il prolungamento di una manifestazione dell'uomo e del suo sistema nervoso: voce, udito, vista, volontà. Come le cellule nervose sono le cellule nobili dell'organismo umano, si può dire, per analogia, che la rete delle telecomunicazioni è una parte nobile delle reti elettriche; d'altronde questa rete di telecomunicazioni pone i problemi elettrotecnici più complicati, perchè sulle linee di comunicazione non basta trasmettere energia ad u a sola frequenza, ma bisogna trasmettere un segnale complesso rispettando la sua forma d'onda.

B) *Classificazione dal punto di vista del mezzo trasmittente.*

Nel sistema costituito dalla parte emittente, dal mezzo trasmittente, e dalla parte ricevente, la parte emittente trasforma la cosa da comunicare in impulsi o segnali elettrici; il mezzo trasmittente trasmette questi segnali elettrici a distanza rispettando la loro forma d'onda ed evitando o compensando le perdite d'energia; la parte ricevente trasforma i segnali elettrici nella cosa da comunicare.

Dal punto di vista del mezzo trasmittente, si distinguono:

1) *Comunicazioni per filo:* che utilizzano linee in fili nudi aerei, o linee in cavi a coppie simmetriche, o linee coassiali (dissimetriche), ovvero semplicemente guide d'onda (tubi conduttori o tubi dielettrici che guidano le onde elettromagnetiche modulate dal segnale come i fili d'acqua delle fontane luminose guidano la luce).

2) *Comunicazioni radioelettriche:* che utilizzano soltanto l'etere.

Qualunque sia il mezzo trasmittente, si tratta sempre in realtà di onde elettromagnetiche modulate dalla cosa che si comunica e propagantisi nell'etere. Nel caso delle onde hertziane lunghe e medie si ha radiazione e diffusione; nel caso delle onde corte e ultracorte, si ha radiazione con proiezione; nel caso delle linee si ha convogliamento d'onde.

C) *Classificazione dal punto di vista di apparecchi emittenti e riceventi.*

Si distinguono:

1) *Sistemi elettroacustici:* telefonia, diffusione di musica.

2) *Sistemi elettromeccanici:* telegrafia, segnalazione, telecomando, telemisura, selezione automatica a distanza.

3) *Sistemi elettroottici:* fototelegrafia, televisione.

Le comunicazioni elettriche sono dunque collegate a tutte le branche della fisica.

2. - Necessità di una rete di linee di telecomunicazione.

La necessità di una rete di linee di telecomunicazione risulta dall'impossibilità pratica di fare coesistere nell'etere, senza disturbo reciproco, tutti i collegamenti necessari da punti fissi a punti fissi, più tutti i collegamenti con stazioni mobili (navi, aeroplani, treni) e le radiodiffusioni interessanti grandi masse sociali (cioè tutte le trasmissioni che devono necessariamente essere effettuate per via radioelettrica). Per trasmettere un segnale, è necessaria una certa larghezza di banda di frequenze (spettro utile di segnale): 50 Hz per la telegrafia; 2600 — 300 = 2300 Hz (almeno) per la telefonia; 10 000 Hz, se possibile, e al minimo 6400 — 50 = 6350 Hz per la trasmissione della musica; 2 500 000 Hz circa per una televisione di buona qualità (cioè con immagini a 400 linee, trasmesse 25 volte al secondo, a linee interallacciate).

D'altra parte si ha la nota relazione:

$$f = \frac{3 \cdot 10^{10}}{\lambda}$$

fra la frequenza f espressa in hertz e la lunghezza d'onda espressa in

centimetri. È necessaria dunque una banda di lunghezze d'onda molto più larga per trasmettere uno speciale segnale, se si tratta di onde lunghe piuttosto che di onde ultracorte.

Per conseguenza, finchè non si sapranno usare onde modulate utilizzanti bande di frequenze accavallantisi, il numero dei segnali distinti, che si può trasmettere simultaneamente per onde hertziane su un dato territorio, sarà limitato (soprattutto se si tratta di telefonia) quando si adoperino onde lunghe; d'altronde queste onde lunghe necessitano di installazioni possenti e costose per raggiungere una grande portata, perchè è impossibile di proiettarle unicamente verso il posto ricevente.

All'altra estremità dello spettro di radiofrequenze, cioè nella gamma delle onde ultracorte, si può, al contrario, facilmente proiettare le onde modulate in una direzione ben definita; ma la portata di tali onde è generalmente molto limitata e, tranne che nei periodi di grandissima attività solare quando lo strato superiore dell'atmosfera terrestre è intensamente ionizzato, questa portata non oltrepassa di molto il campo di visibilità diretta del posto emittente; per trasmettere a grande distanza un segnale ad onde ultracorte in condizioni di servizio veramente commerciale, bisognerebbe dunque usare una catena di successive radiotrasmissioni e ciò sarebbe costoso, senza contare le difficoltà tecniche inerenti alla lunga catena di trasmissioni.



Per questa ragione il generale Ferrié disse, che se il filo conduttore fosse stato inventato dopo la radioelettricità, lo si sarebbe considerato come una bella invenzione, perchè esso permette, con una piccola spesa di energia, di raggiungere a qualunque distanza il posto desiderato e solo quello.

È giusto riconoscere, d'altra parte, che soltanto la radioelettricità, nelle condizioni attuali della tecnica, permette di valicare con la telefonia oceani profondi e senza isole, ed è pure l'unica soluzione per collegare due punti determinati in regioni a piccolissima densità di popolazione.

Tuttavia molti collegamenti tra stazioni fisse, assicurati oggi per via radio, potrebbero essere assicurati, in condizioni per lo meno altrettanto buone, per filo; decongestionando in tal modo l'etere e rendendo possibile un maggior numero di collegamenti con stazioni mobili per cui la radioelettricità è necessaria.

Quando la telediffusione si estenderà non solamente alla parola e alla musica, ma anche alle immagini (televisione), si potrà utilizzare la rete dei fili conduttori, non soltanto per le comunicazioni interurbane (con cavi coassiali a grande distanza), ma anche per la trasmissione fino ai domicili degli utenti (prendendo a prestito le linee delle reti telefoniche urbane). Infatti, se la televisione utilizzasse la radio per diffondere le immagini in una grande città, poichè le onde portanti sarebbero per forza onde ultracorte, a causa della grande larghezza dello spettro utile del segnale modulatore, i muri e i tetti degli immobili produrrebbero effetti di schermo suscettibili di diminuire considerevolmente l'intensità del campo negli appartamenti degli utenti; d'altra parte la vicinanza di

numerose antenne sui tetti (eventualmente con discese schermate, che distribuiscono i segnali in molti appartamenti) porterebbe forse a difficoltà nel caso si utilizzassero frequenze elevate, a cagione dell'accoppiamento fra le antenne; infine, data la debole intensità e la grande larghezza di banda di frequenza dei segnali di televisione, i « parassiti industriali » cioè le perturbazioni causate dai numerosi dispositivi ed impianti elettrici delle grandi città potrebbero essere particolarmente importuni.

Queste considerazioni mostrano da una parte, che, malgrado il progresso della radioelettricità, una rete di fili conduttori è necessaria e d'altra parte che questa rete e la radioelettricità si presteranno sempre più nell'avvenire un mutuo appoggio per estendere e migliorare i servizi di telecomunicazione.

3. - Difficoltà inerenti alle comunicazioni elettriche.

L'energia di cui si dispone in un'emittente di telecomunicazione non è mai molto grande in valore medio e tuttavia essa varia in funzione del tempo in un largo intervallo d'ampiezza.

In telefonia, per esempio, la potenza media della voce umana raccolta da un microfono è dell'ordine di 10 microwatt, con variazioni che vanno da $\frac{1}{16} \cdot 10\ \mu W$ a $8 \cdot 10\ \mu W$ secondo le persone. Per una stessa persona, in funzione del tempo, si hanno spesso punte di potenza pari a 10 volte almeno la potenza media. Si può dunque contare su un intervallo di variazione da 0,5 a 800 µW, ossia di 30 decibel circa per l'ampiezza delle onde vocali trasmesse sui circuiti telefonici.

Nel caso della musica, lo scarto fra il valore medio della pressione acustica per i pianissimo ed i fortissimo di un'orchestra sinfonica corrisponde ad un rapporto che può raggiungere il valore di 2000 circa per certi strumenti musicali, ossia un intervallo di 66 decibel; tuttavia, l'esperienza mostra che si può comprimere questo intervallo a 40 decibel nel punto di partenza della trasmissione, senza nuocere eccessivamente alla dinamica del pezzo musicale trasmesso. La potenza acustica di cresta sviluppata da certi strumenti ad un metro di distanza è talvolta dell'ordine del watt (grancassa e organo) e talvolta dell'ordine del milliwatt (flauto e clarinetto); ma i microfoni a condensatore utilizzati nella radiodiffusione hanno un rendimento acustico-elettrico inferiore a quello dei microfoni a carbone della telefonia commerciale.

In televisione, se l'analisi delle immagini si fa con disco di Nipkow e se la cellula fotoelettrica ha la sensibilità media di 10 microampere/lumen, la quantità di elettricità accumulata sullo strato fotosensibile della cellula fotoelettrica durante l'esplorazione di un punto (di un'immagine a 70 000 punti esplorata 20 volte al secondo cioè in 1/1 400 000 di secondo) è dell'ordine di 10^{-17} coulomb, in modo che 63 elettroni solamente (dato che la carica di un elettrone è di $1{,}59 \cdot 10^{-19}$ coulomb) sono liberati durante l'esplorazione di un punto elementare.

Se si utilizza un iconoscopio (che immagazzina la luce durante tutta la durata della esplorazione dell'immagine), si ha un guadagno (in rapporto al caso del disco di Nipkow) eguale teoricamente al numero dei punti dell'immagine; benchè parecchie cause riducano nella pratica questo guadagno teorico, si può ammettere che con l'iconoscopio la quantità di elettricità corrispondente ad un segnale elementare sia parecchie migliaia di volte superiore a quella del corrispondente segnale col disco di Nipkow, cioè dell'ordine di 10^{-13} coulomb; si ha dunque a che fare con una potenza dell'ordine di 10^{-4} watt (10^{-13} coulomb per microsecondo sotto 1000 volt) all'uscita dell'iconoscopio.

D'altra parte, la neve al sole, che l'occhio vede senza abbagliamento, ha una brillanza di 4 candele per cm^2 e l'occhio si adatta alla luce solare fino a 10^{-4} candele per cm^2: ciò significa un intervallo di brillanza di 46 decibel all'aperto; negli studi cinematografici si ha un intervallo di brillanza minore (circa 40 decibel).

Nelle telecomunicazioni si dispone dunque, all'uscita dell'emittente, di una potenza elettrica molto debole, in media, e molto variabile nel tempo. Purtuttavia il tubo elettronico, meraviglioso relè senza inerzia, ha permesso di vincere la distanza e di comunicare fra due punti qualunque della terra: naturalmente, al prezzo di studi e di precauzioni considerevoli.

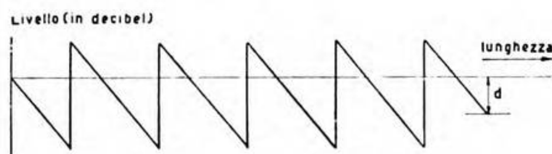


Fig. 1. — Diagramma dei livelli.

Effettivamente, lungo un circuito di telecomunicazione, munito di amplificatori a tubi elettronici, si ha una distribuzione dell'energia conforme alla figura 1. Il livello di energia *d* alla ricezione è una somma algebrica delle attenuazioni delle sezioni di amplificazione e dei guadagni degli amplificatori; se questo livello *d* è troppo basso, si è disturbati dai rumori; se questo livello è troppo elevato, o ciò deriva dal fatto che l'attenuazione delle linee è troppo ridotta, e allora c'è il pericolo di innesco di oscillazioni (instabilità della trasmissione), ovvero le linee e l'equipaggiamento sono sovraccaricati e sussiste il rischio di distorsioni non lineari.

Si può dunque vincere la distanza, ma a condizione: 1) di ridurre il più possibile i rumori; 2) di assicurare un coordinamento stretto degli sforzi nello sviluppo dei progetti e anche nell'esercizio delle linee e delle installazioni. Più la banda di frequenze da trasmettere (spettro utile del segnale) è larga, e più ciò impone difficoltà ai tecnici delle telecomunicazioni.

La lotta contro i rumori è un problema importante non solamente nelle città moderne, ma anche nella rete delle telecomunicazioni elettriche.

I rumori con cui si ha a che fare sono di natura e provenienza molto diverse.

1) Rumori di sala, nei locali dove si trovano i microfoni (nel caso della telefonia o della diffusione di musica).

2) Rumori di microfono, generati nei microfoni stessi.

3) Rumori di circuito, prodotti nella linea e che comprendono soprattutto:

— i rumori indotti dalle linee vicine di trasporto di energia o di trazione elettrica;

— i rumori di diafonia, prodotti dalle linee di telecomunicazione vicine, del medesimo fascio di fili aerei o dello stesso cavo (diafonia intelligibile, rumori di telegrafo, diafonia inintelligibile);

— i rumori dei fenomeni transitori (al momento dello stabilirsi o del cessare di un segnale);

— i « clic » e i rumori di friggio, prodotti nelle installazioni delle centrali di commutazione (selettori automatici a commutazione brusca, scariche brusche di condensatori e così via);

— i rumori dei ripetitori, che comprendono: *a*) rumori dovuti alle ondulazioni delle sorgenti di alimentazione dei tubi elettronici; *b*) rumori di fondo dei tubi elettronici, di cui le cause sono molteplici (agitazione termica delle particelle elettriche nello spazio filamento-placca; effetto di granaglia o effetto Shottky, dovuto al fatto che l'emissione termoionica di un catodo, anche se omogeneo, è discontinua, e a cui si sovrappone, nel caso di un catodo eterogeneo, un effetto di scintillio dovuto a variazioni localizzate dell'emissione termoionica; fluttuazioni della carica spaziale, dovute agli ioni positivi che, di tempo in tempo, si spostano fra il filamento e la placca; e così via);

— infine, il rumore di agitazione termica delle particelle elettriche nei conduttori (o rumore di fondo dei conduttori) che, in virtù delle leggi di probabilità, può esprimersi con un integrale, il cui intervallo di integrazione è la banda di frequenze da trasmettere effettivamente, cioè la larghezza dello spettro utile del segnale.

Tutti questi rumori non sono ugualmente fastidiosi per le diverse comunicazioni elettriche. I tecnici di queste, a prezzo di grandi sforzi, riducono a valori del tutto ammissibili i rumori dovuti alle cause interne del sistema di telecomunicazione. Quanto ai rumori di origine estranea (rumori indotti), è solamente attraverso una collaborazione sistematica e leale fra gli organismi delle correnti forti e delle correnti deboli che si può arrivare a ridurli a valori ammissibili. Vedremo più avanti come questa collaborazione sia attualmente organizzata e si effettui in condizioni soddisfacentissime.

Nei nuovi cavi coassiali che trasmettono una larghissima banda di frequenze, poichè i rumori di diafonia e i rumori indotti sono trascurabili

nella parte dello spettro che si utilizza per le telecomunicazioni (al di sopra di 100 000 Hz), i rumori di fondo dei tubi e dei conduttori costituiscono un fattore limitativo della distanza massima fra due ripetitori successivi, per una larghezza data di banda totale di frequenze da trasmettere. Infatti, alle frequenze molto elevate (parecchi megahertz), si raggiunge un'attenuazione di 60 decibel dopo un percorso del segnale di solamente 15 o 20 km; d'altra parte, per ragioni di stabilità di trasmissione e di riduzione delle distorsioni non lineari, si utilizzano amplificatori a controreazione, che hanno un guadagno nominale, per esempio, di 90 decibel (di cui 30 sono perduti per la controreazione, in modo che il guadagno netto risulta di 60 decibel). Poichè i rumori di fondo dei conduttori e dei migliori tubi elettronici conosciuti attualmente divengono nettamente udibili (in telefonia) o percettibili (in televisione sotto forma di « nebbia di fondo »), quando vengano amplificati di 120 decibel circa, si vede che non c'è grande scarto tra segnale e rumore all'estremità di una sezione di amplificazione di una quindicina di kilometri su un cavo coassiale che trasmette effettivamente una banda di qualche megahertz. Si deduce la necessità imperiosa di una stretta coordinazione di sforzi per poter assicurare una buona trasmissione telefonica e soprattutto una buona trasmissione televisiva su un lungo circuito munito di amplificatori, se si pensa che d (figura 1) è la somma algebrica di un gran numero di termini (dell'ordine di 20 decibel in telefonia e di 60 decibel in televisione) e che d non deve variare, praticamente, di più di 2 decibel in rapporto al tempo.

Ma nelle telecomunicazioni non si tratta soltanto di trasmettere energia.

Consideriamo, a titolo di esempio, il problema della telefonia a grande distanza in Europa. Bisogna far sì che due persone, situate in punti diversi del continente, possano mettersi in comunicazione con una « qualità di servizio » e una « qualità di trasmissione » sufficienti e per un prezzo ragionevole (servizio universale).

La « qualità di servizio » è caratterizzata: 1) dal tempo d'attesa (criterio della rapidità del servizio); 2) dalla percentuale degli incidenti di servizio, come numeri sbagliati, interruzioni intempestive, sovrapposizione (criterio della precisione del servizio). Per avere una comunicazione pronta, occorre un numero sufficiente di circuiti telefonici per smaltire il traffico nelle ore di maggior lavoro; per avere pochi incidenti di servizio, sono necessari un piano di avviamento delle comunicazioni ben studiato e chiaro, consegne precise alle operatrici, installazioni di centrali telefoniche interurbane, bene concepite e mantenute.

La « qualità della trasmissione » risulta dall'effetto combinato di un gran numero di fattori (figura 2).

L'attuazione del servizio universale pone dunque, per ogni coppia di abbonati del territorio da servire, problemi di trasmissione, di manutenzione, d'esercizio, di tariffe e di contabilità. Se la portata delle linee aumenta nel rapporto k, la superficie del territorio dove il servizio tra i

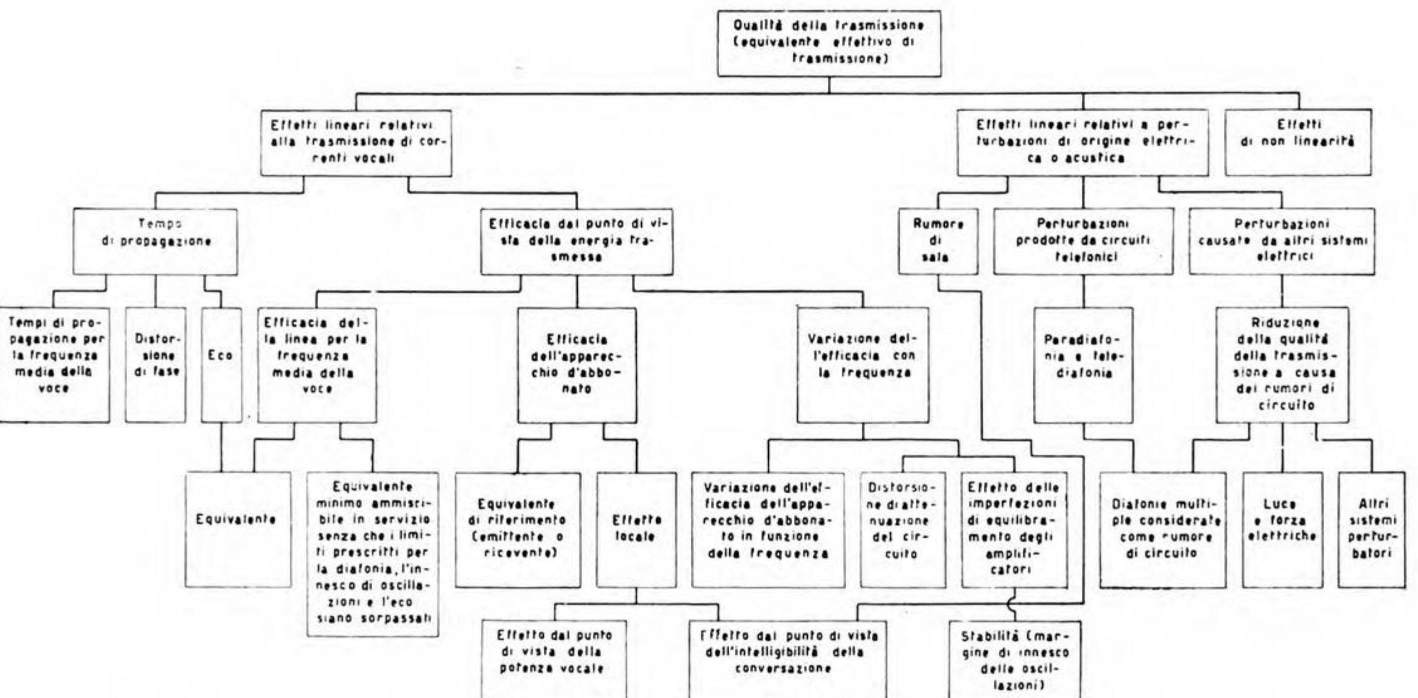


Fig. 2 — Tavola sinottica delle caratteristiche elettriche che influenzano la qualità di trasmissione di una comunicazione telefonica.

due utenti qualunque diviene possibile, aumenta come k^2; supponendo una densità telefonica uniforme su tutto il territorio, il numero degli abbonati da collegare in un servizio veramente universale aumenta ugualmente come k^2; di conseguenza, il numero di combinazioni possibili fra i due abbonati (l'uno richiedente e l'altro richiesto) aumenta come k^4. Per ciascuna di queste combinazioni bisogna costruire e mantenere tutti gli organi della catena telefonica, che deve collegare i due abbonati, prevedere in anticipo tutte le manovre necessarie per stabilire e per interrompere la comunicazione e così pure le diverse modalità di applicazione delle tariffe e della riscossione delle tasse di conversazione telefonica. In Europa, ciò si complica ancora per il fatto della diversità delle lingue, della diversità dell'organizzazione dei servizi telefonici nazionali (amministrazioni di stato o società private), della diversità dei materiali delle linee e delle installazioni telefoniche progettate e costruite nei vari paesi. Ciò spiega perchè la telefonia internazionale a grande distanza, già attuata anteriormente negli Stati Uniti d'America, non abbia potuto effettuarsi in Europa se non quando il C. C. I. F. ebbe stabilito una collaborazione intima, stretta, frequente, sistematica, fra le amministrazioni e le società d'esercizio telefonico europee.

I servizi postali e telegrafici internazionali, anteriori al servizio telefonico, avevano molto bisogno di una collaborazione fra le amministrazioni interessate, ma non si richiedeva che questa collaborazione fosse così stretta, perchè una lettera, un telegramma sono oggetti materiali che si possono, a rigore, far passare da amministrazione ad amministrazione per vie qualunque e in qualunque maniera, senza che il destinatario e il mittente lo sappiano; se queste ritrasmissioni (effettuate all'occorrenza in modo manuale tra apparecchi di caratteristiche tecniche molto differenti, utilizzati nella centrale di transito per corrispondere coi paesi stranieri adiacenti) sono sufficientemente rapide, si può anche avere un servizio postale o telegrafico commerciale di rendimento accettabile, malgrado la difficoltà del coordinamento degli sforzi. Per la telefonia e, a maggior ragione, per la televisione a grande distanza, la collaborazione deve al contrario essere stretta e costante.

4. - Applicazioni delle teorie dell'elettrotecnica alle telecomunicazioni.

Per studiare in comune i problemi enumerati sopra, i tecnici delle telecomunicazioni dispongono dei seguenti mezzi di calcolo.

1) Per risolvere le questioni di esercizio e di tariffa, si effettuano studi tecnico-economici, calcoli del costo d'esercizio e del costo annuale, basandosi sulle statistiche e facendo eventualmente appello al calcolo delle probabilità.

2) Per risolvere le questioni della trasmissione, si applicano le teorie della fisica e dell'elettrofisica, dopo avere effettuato misure sperimentali.

3) Per assicurare una buona manutenzione delle linee e delle installazioni, si eseguono misure periodiche e si procede ad una manutenzione

preventiva sistematica in virtù del principio che è meglio prevenire che non curare.

Ecco alcune idee generali sull'applicazione delle teorie dell'elettrotecnica alle telecomunicazioni, soggetto che interessa maggiormente gli ingegneri.

La teoria della trasmissione su una linea di telecomunicazione permette di calcolare la linea e di adattare le sue impedenze a quelle delle altre due parti del sistema di trasmissione, cioè della parte emittente e della ricevente. Questa teoria si basa sui principi seguenti, che mi limiterò a richiamare.

1) *Legge di Ohm generalizzata*, applicabile al regime sinusoidale permanente.

2) *Legge della propagazione sinusoidale permanente* (*o legge del quadripolo generalizzato*):

$$V_2 = V_1 e^b e^{j(\omega t - a)},$$

dove b indica l'attenuazione generalizzata e a lo sfasamento generalizzato, V_1 e V_2 essendo le ampiezze delle tensioni all'origine emittente e all'estremità ricevente della linea, considerata come un quadripolo generalizzato. Questa legge, come la legge di Ohm, si applica a sistemi lineari, cioè suppone che le variazioni che caratterizzano lo stato del sistema siano collegate fra loro da equazioni lineari.

Se l'attenuazione b è funzione di $\omega = 2\pi f$ (ω pulsazione e f frequenza), si ha una distorsione d'attenuazione. Se lo sfasamento a non è proporzionale a ω, cioè se $t_0 = \dfrac{a}{\omega}$ non è costante a ogni frequenza, le oscillazioni semplici, nelle quali un fenomeno qualunque può essere decomposto (serie o integrale di Fourier), non arrivano all'estremità ricevente nello stesso tempo, e si ha distorsione di fase. Se l'attenuazione b è funzione dell'ampiezza V_1, si hanno distorsioni di non linearità (caso di tubi elettronici, di materiali magnetici, e via dicendo).

Gli effetti della non linearità sono notoriamente: *a*) produzione di armoniche e di suoni differenziali; *b*) variazione dell'equivalente (rendimento in energia) della linea in funzione dell'ampiezza dell'onda trasmessa; *c*) effetto ondulatorio o intermodulazione, nel caso della trasmissione simultanea di due segnali differenti sulla linea (telegrafia e telefonia simultanee, o telefonia multipla con correnti vettrici di frequenze differenti per i diversi canali).

3) *Legge di sovrapposizione*, che permette di trattare il caso di un regime permanente complesso, sommando semplicemente gli effetti delle diverse componenti sinusoidali che costituiscono l'onda complessa trasmessa. Questa legge di sovrapposizione si applica rigorosamente solo ai sistemi lineari; purtuttavia, ai limiti dell'intervallo di linearità, si può ancora applicare una « legge di sovrapposizione delle armoniche » (una

rete quasi-lineare può essere sostituita da una rete lineare equivalente collegata in serie con sorgenti di tensione equivalenti alle sorgenti di armoniche provenienti dalla non linearità). Questi teoremi di sovrapposizione nelle reti lineari e quasi-lineari permettono di passare dal regime sinusoidale permanente ad un regime permanente complesso.

4) *Metodo di Heaviside-Carson*, che permette di passare dal regime permanente a regimi transitori qualunque.

Sia $A(t)$ l'ammettenza « indiziale » della rete, cioè la corrente risultante dall'applicazione brusca di una f. e. m. $U(t)$ unitaria (nulla per t compreso fra $-\infty$ e o, unitaria per t compreso fra o e $+\infty$).

Questa ammettenza indiziale si può misurare collegando bruscamente una batteria ai morsetti della rete data e registrando la corrente al punto dove si vuol conoscere la $A(t)$.

Ovvero, se $f(t)$ è una certa forma d'onda della tensione applicata alla rete, si calcola la corrente $i(t)$ risultante dalla applicazione di tale f.e.m., mediante la formula di Carson:

$$i(t_0) = f(0)\, A(t) + \int_0^{t_0} A(t - r)\, f'(r)\, dr\,,$$

che dà per integrazione la corrente prodotta da una f. e. m. qualunque, quando si conosce l'ammettenza indiziale $A(t)$.

Da questo breve richiamo delle equazioni generali dell'elettrotecnica appare notevole come si possano raggruppare fenomeni tanto complessi sotto una rappresentazione matematica così semplice.

5. - Studi preliminari di progetto di linee ed apparecchi di telecomunicazione.

Richiamati i principi generali della teoria della trasmissione su una linea di telecomunicazione, si tratta ora di progettare praticamente una rete di linee siffatte.

È necessario stabilire lo scopo da raggiungere, cioè fissare norme di trasmissione. Per questo bisogna conoscere il criterio per caratterizzare numericamente la qualità della trasmissione. Tale criterio non può nelle telecomunicazioni essere così semplice come nella tecnica della distribuzione dell'energia elettrica, ove si riduce in sostanza al rendimento in energia: qui non si tratta solamente di ricevere l'energia, bisogna che i segnali ricevuti rappresentino fedelmente la cosa da trasmettere (parola, musica, scrittura, immagine, e così via). Il criterio stesso deve d'altronde tener conto delle condizioni reali del servizio nella pratica.

I criteri utilizzabili sono differenti per i diversi generi di telecomunicazioni.

Nella *telefonia* si può ricorrere ai criteri seguenti:

a) apprezzamento soggettivo per mezzo di osservatori allenati;

b) intelligibilità, cioè percentuale delle sillabe (logatomi) o delle parole correttamente ricevute all'estremità di un sistema di trasmis-

sione telefonica in rapporto al numero totale delle sillabe o delle parole dettate all'altro estremo;

c) fattore di ripetizione, media, per 100 secondi, delle ripetizioni dell'uno o dell'altro dei due corrispondenti, notate (per un tempo sufficientemente lungo per ottenere dati sicuri) su un sistema di trasmissione telefonica, sul quale si scambiano conversazioni commerciali o conversazioni di prova svolte in condizioni che imitano il servizio commerciale;

d) statistica dei reclami o dei commenti sfavorevoli degli utenti.

Nel caso di *relè radiofonici* si può utilizzare soltanto, come criterio per la qualità della trasmissione, l'apprezzamento soggettivo di osservatori esperti, i quali paragonino la musica ricevuta con quella trasmessa. Manca infatti un criterio oggettivo e quantitativo come la intelligibilità di cui si fa largo uso in telefonia. La comparazione di oscillogrammi delle due musiche alle due estremità della linea non è di uso pratico e non dà informazione diretta e conforme alle condizioni del servizio.

In *televisione*, all'infuori dell'apprezzamento soggettivo della qualità delle immagini ricevute per opera di osservatori competenti, si può ancora utilizzare la intelligibilità come criterio oggettivo e ciò sotto diverse forme.

La prova di buona riproduzione può innanzi tutto servirsi dei provini classici degli ottici, costituiti da una serie di trattini neri su fondo bianco sempre più piccoli e vicini, disposti sia nel senso dell'esplorazione dell'immagine, sia in senso perpendicolare. L'osservazione di tali provini permette di determinare specialmente la distorsione di attenuazione (in funzione della frequenza) del sistema di televisione adoperato, e anche in parte la distorsione di fase. Si sa che in televisione la distorsione di attenuazione produce una evanescenza dei particolari, se le componenti di frequenza elevata sono troppo sfavorite; se invece sono sfavorite le componenti di bassa frequenza, le larghe superfici di tonalità uniforme sono mal riprodotte. D'altra parte, la distorsione di fase produce un effetto di plastica indesiderabile o addirittura confonde completamente l'immagine con la sovrapposizione dei diversi elementi gli uni sugli altri.

La prova di buona riproduzione può anche essere fatta mediante un provino a tinte graduate il quale comprenda parecchie bande che vanno dal nero al bianco, passando per mezze tinte. Comparando al microfotometro la fotografia diretta d'un tale provino con la fotografia di esso ricevuto sullo schermo di televisione, si può determinare l'intervallo di linearità del sistema di televisione utilizzato. Le distorsioni non lineari producono un'immagine troppo contrastata ovvero un'immagine imprecisa nei contorni.

Si può anche effettuare una prova di buona riproduzione con un provino rappresentante un disegno geometrico (per esempio un insieme di rette verticali e inclinate, di cerchi, di quadrati e di rettangoli) e determinare così la « distorsione geometrica » del sistema di televisione (che risulta sia dalla mancata correzione dell'effetto della non coincidenza fra

l'asse ottico e l'asse elettrico dell'iconoscopio, sia dalla mancanza di uniformità della velocità di esplorazione di una linea dell'immagine da parte del pennello di raggi catodici nell'iconoscopio o nel tubo catodico ricevente).

Infine prove di buona riproduzione possono compiersi su gruppi di lettere e di cifre che si leggono sullo schermo ricevente: paragonando la tavola delle lettere e cifre ricevute con la tavola delle lettere e cifre trasmesse, si può calcolare la percentuale delle lettere e cifre correttamente giunte a destinazione; questa percentuale caratterizza la bontà di riproduzione del sistema di televisione utilizzato.

Mediante tali saggi di bontà di riproduzione per differenti illuminazioni del quadro trasmesso (da una illuminazione molto debole, per cui la ricezione è disturbata da una nebbia di fondo, fino ad una illuminazione molto forte per cui la ricezione è disturbata per effetti di non linearità) si può mettere in evidenza l'azione combinata di tutte le distorsioni che intervengono nel sistema di televisione.

Per una data telecomunicazione, quando si è scelto il criterio che serve a caratterizzare numericamente la qualità della trasmissione, ciò determina il genere delle prove da compiere per stabilire le norme di trasmissione da adottare.

Se si tratta soltanto di assicurare un rendimento in energia ammissibile per ognuna delle frequenze della banda da trasmettere effettivamente (spettro utile del segnale), ci si contenterà di fare prove e misure fisiche in regime sinusoidale permanente a diverse frequenze. Nella trasmissione della parola e della musica si adoperano per questo scopo ipsografi o apparecchi che tracciano automaticamente le caratteristiche di funzionamento alle diverse frequenze degli apparecchi terminali o delle linee. Nel caso di emissioni radiofoniche non si può fare di più, a parte gli apprezzamenti soggettivi di osservatori sperimentati. In telefonia si procede inoltre a osservazioni di ripetizioni per rilevare certi punti delle curve rappresentative degli effetti da studiare; soprattutto si utilizza la prova di intelligibilità sotto diverse forme: prove alternate di intelligibilità nelle quali si detta alternativamente sull'uno e sull'altro dei due sistemi di trasmissione telefonica da comparare; prove semplici di intelligibilità con correzione per tenere conto del coefficiente di pratica sperimentale della squadra di operatori.

Come esempio di applicazione di queste prove di intelligibilità citiamo i diversi studi generali fatti al Laboratorio S. F. E. R. T.

La prima serie di prove si riferisce alla *riduzione della qualità di trasmissione dovuta ai rumori del circuito*, in presenza di un rumore di sala normale.

Su un sistema telefonico costituito da un apparecchio telefonico (simile a quello dell'abbonato che parla e alimentato da apparecchi rappresentanti gli organi della centrale interurbana che serve quest'abbonato), da un circuito interurbano, da un altro apparecchio telefonico (simile a quello dell'abbonato che ascolta e alimentato nelle condizioni del servizio commerciale), si introduce un rumore artificiale di circuito: *a*) un rumore

costituito da una mescolanza di parecchie componenti sinusoidali di frequenze e d'ampiezze relative scelte secondo i risultati di numerose analisi armoniche di rumori prodotti su circuiti telefonici dalle linee vicine di trasporto o di distribuzione di energia elettrica; *b*) un rumore prodotto da un piccolo raddrizzatore esafase a ossido di rame, alimentato con corrente trifase, simulante l'effetto prodotto su un circuito telefonico da una linea vicina di trazione elettrica a corrente continua, alimentata da raddrizzatori a vapori di mercurio.

Si misura la intelligibilità del sistema telefonico considerato, durante prove alternate: *a*) in assenza di rumore di circuito; *b*) in presenza di un valore determinato di rumore del circuito, misurato allo psofometro (voltmetro a tubi che dà ad ogni componente sinusoidale un peso proporzionale al suo effetto perturbatore relativo sull'orecchio che ascolta in un ricevitore telefonico, e che addiziona secondo una legge quadratica queste diverse componenti ponderate). Si traccia la curva avente come ascisse le letture allo psofometro e come ordinate le differenze di intelligibilità con e senza rumore. D'altra parte nello stesso sistema telefonico, ma esente di rumore di circuito, si aumenta progressivamente l'attenuazione del circuito interurbano e si traccia la curva avente in ascisse l'attenuazione del circuito e in ordinate la intelligibilità del sistema telefonico. Comparando queste due curve si può determinare l'aumento di attenuazione che produrrebbe la stessa riduzione di intelligibilità di un rumore di forza elettromotrice psofometrica data: questo numero di decibel corrisponde alla « riduzione di qualità di trasmissione dovuta al rumore di circuito ».

Si è trovato che questa riduzione di qualità (espressa in decibel) aumenta via via che la forza elettromotrice psofometrica del rumore indotto (espressa in millivolt) aumenta, e ciò seguendo una legge che sarà precisata in un prossimo avvenire.

La seconda serie di esperienze effettuate al Laboratorio S. F. E. R. T. concerne la *riduzione di qualità di trasmissione dovuta alla limitazione della banda di frequenze effettivamente trasmesse.*

Questa volta, invece di iniettare un rumore artificiale nel sistema telefonico sottoposto alle prove di intelligibilità, si inserisce un filtro che trasmette certe frequenze con buon rendimento e che si oppone praticamente alla trasmissione di altre.

In base a una prova alternata di intelligibilità (eseguita con e senza inserzione del filtro) si determina di quanto tale grandezza si riduce, per effetto della presenza del filtro; d'altra parte, se si conosce la variazione della intelligibilità del sistema telefonico in funzione dell'attenuazione della linea, si può calcolare l'aumento di attenuazione (espresso in decibel) che produce la stessa riduzione di intelligibilità dell'inserzione di un filtro dato. Questo numero di decibel corrisponde alla « riduzione di qualità di trasmissione dovuta alla limitazione della banda di frequenze effettivamente trasmesse, per effetto del filtro inserito nel sistema ».

Si è trovato che questa riduzione di qualità diminuisce nel caso di filtri passa-basso via via che la frequenza di taglio di questi filtri aumenta.

Nella terza serie di esperienze si è studiato l'*effetto sulla intelligibilità della non linearità del circuito interurbano.*

Si è stabilito un collegamento telefonico su un circuito a pupinizzazione leggera di 2000 km ottenuto collegando in serie i diversi doppini di un cavo di prova; questo è situato nei recinti di una fabbrica di cavi dei sobborghi di Parigi e le sue estremità sono allacciate al Laboratorio S. F. E. R. T. mediante due circuiti a carica extra-leggera (di alta qualità e per trasmissioni radiofoniche). Si parla ad una estremità con un volume di suoni vocali normale, per non sovraccaricare il microfono, ma grazie ad un preamplificatore posto fra il microfono e l'origine del circuito di 2000 km si innalzano i livelli di energia su questo circuito; e si misura la intelligibilità.

Si ottiene la curva rappresentata nella figura 3, che dà l'effetto della distorsione di non linearità del circuito interurbano.

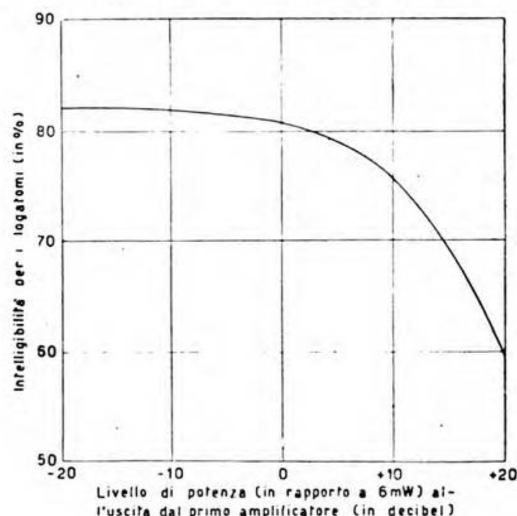


Fig. 3. — Effetto delle distorsioni non lineari in un circuito interurbano.

Nella quarta serie di esperienze si è studiato l'*effetto sulla intelligibilità della non linearità del microfono a carbone degli apparecchi telefonici di abbonato.*

Su una comunicazione telefonica fra due apparecchi posti nelle condizioni del servizio commerciale, ma collegati insieme da una linea artificiale senza distorsioni, si fanno prove di intelligibilità parlando pianissimo, parlando normalmente e parlando molto forte, e si traccia la curva delle variazioni della intelligibilità in funzione del volume dei suoni vocali emessi dall'operatore.

In tali prove è desiderabile di interporre, fra la bocca dell'operatore che parla e il microfono a carbone, un sistema telefonico di alta qualità (senza distorsione) costituito da un microfono a condensatore, un amplificatore e un altoparlante, che ha la funzione di bocca artificiale, situato davanti al microfono a carbone: l'operatore può così conservare effettivamente costante la potenza vocale, mentre la potenza acustica applicata al diaframma del microfono a carbone varia secondo il guadagno dell'amplificatore interposto; il timbro della voce resta invariato e soltanto la non linearità del microfono a carbone interviene nella variazione della intelligibilità.

La quinta serie di esperienze del Laboratorio S. F. E. R. T., che sono in corso di attuazione, ha per scopo di vedere come e in quali limiti possa avvenire la *composizione dei diversi effetti individuali dei differenti fattori che influiscono sulla qualità della trasmissione* in una comunicazione telefonica (figura 2), per calcolare l'effetto risultante dall'azione combinata di questi diversi fattori: in altri termini si tratta di sapere fra quali limiti si può legittimamente utilizzare la nozione di « equivalente di trasmissione effettiva di un collegamento telefonico commerciale », cioè il numero di neper o di decibel che occorrerebbe inserire in un sistema di riferimento (sistema definito da grandezze fisiche stabili, ma che incorpora tuttavia anche i diversi fattori che influiscono sulla qualità della trasmissione nelle condizioni di esercizio), affinchè questo sistema di riferimento procuri una conversazione telefonica che dia alla grandezza, scelta come criterio quantitativo della qualità della trasmissione, lo stesso valore del collegamento commerciale considerato.

Come altro esempio di studi preliminari per stabilire progetti di linee telefoniche si può citare il *calcolo degli effetti di eco*. Nei sistemi telefonici si cerca di adattare l'una all'altra le impedenze dei due circuiti da una parte e dall'altra di un punto di interconnessione e anche di equilibrare, nel montamento di ripetitori amplificatori, l'impedenza della linea (per ogni frequenza della banda utile) con l'impedenza della rete artificiale (« equilibratore »). Ciò non ostante, esistono in ogni collegamento telefonico diversi punti di discontinuità d'impedenza, dove si producono riflessioni. Se l'onda riflessa ritorna all'orecchio della persona che parla, con un certo ritardo in rapporto all'onda diretta e con una potenza sufficiente per essere percepita, si ha a che fare con un'eco elettrica. Questi echi sono tanto più noiosi quanto più sono distanti, nel tempo, dalle parole dirette, e anche quanto maggiore è la loro intensità, cioè quanto minore è l'attenuazione del circuito equivalente.

Esistono « soppressori d'eco » (dispositivi a tubi elettronici o ad elettrocalamite) azionati dalla voce umana e che bloccano la via del ritorno (di un circuito a quattro fili) quando si parla sulla via d'andata. Ma la sensibilità di questi soppressori d'eco è limitata, altrimenti essi funzionerebbero intempestivamente sotto l'azione dei rumori del circuito. Anche in assenza di rumori indotti nel circuito, i rumori di sala captati dal microfono nella centrale interurbana, quando l'operatrice interviene

nella conversazione, rischiano di produrre tali funzionamenti intempestivi dei soppressori d'eco. Ne consegue che, a malgrado della presenza di uno di questi, la persona che parla su un circuito molto lungo può essere disturbata dai piccoli echi residui che sussistono a causa della sensibilità limitata del soppressore. Bisogna dunque per ogni collegamento a grande distanza calcolare l'equivalente minimo con cui il collegamento può essere effettuato senza il rischio che venga disturbato dall'eco.

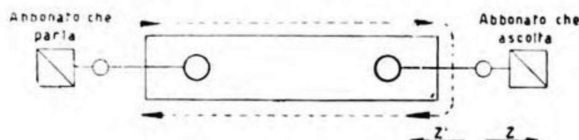


Fig. 4. — Via d'eco.

La potenza dell'eco prodotta dalla persona che parla all'origine di un lungo circuito a quattro fili (figura 4) dipende dall'attenuazione delle correnti d'eco, che è la somma degli equivalenti della via di andata e della via di ritorno del circuito, aumentata dall'attenuazione terminale di equilibramento. Se Z è l'impedenza dell'equilibratore alla frequenza f e se Z' è l'impedenza terminale del circuito, l'attenuazione terminale di equilibramento è in neper, per la frequenza f:

$$\log_e \frac{Z' + Z}{Z' - Z} .$$

Si sono effettuate prove d'apprezzamento e si è tracciata la curva dell'attenuazione minima ammissibile delle correnti d'eco, in funzione del tempo di propagazione totale della via d'eco per un circuito senza soppressore d'eco ed anche per un circuito munito di soppressore d'eco di tipo e di sensibilità specificati. Queste curve rappresentate nella figura 5 sono le « curve di correzione del tempo di propagazione ».

La « sensibilità riferita al livello relativo zero » d'un soppressore d'eco, per esempio ad azione continua (cioè a tubi elettronici), è il numero di decibel o di neper, esprimenti l'attenuazione che bisogna introdurre fra un generatore normale (sviluppante 1 milliwatt su 600 ohm e avente una resistenza interna di 600 ohm) e l'origine del circuito (« punto di livello relativo zero ») affinchè il soppressore d'eco, collegato al circuito nelle condizioni normali di utilizzazione, funzioni, cioè introduca un'attenuazione di 6 decibel nella via di ritorno del circuito.

Il metodo utilizzato per calcolare l'equivalente minimo ammissibile dal punto di vista dell'eco per un circuito comprendente per esempio due sezioni a due fili e una sezione a quattro fili con un soppressore d'eco (sulla sezione a quattro fili) è notevolmente complesso e laborioso. Tali calcoli di eco risultano imponenti, se si pensa che essi devono essere effettuati (come pure altri calcoli concernenti la stabilità della trasmissione, tenuto conto delle variazioni inevitabili in funzione del tempo delle

caratteristiche dei circuiti) per ogni via normale, per ogni via ausiliaria e per ogni via di soccorso utilizzate per stabilire le comunicazioni telefoniche in ogni collegamento fra due città qualunque.

Solamente nel 1937 le diverse amministrazioni e società di esercizio telefonico europee si sono messe d'accordo sulle curve della figura 5 e sul metodo di calcolo. Dunque solamente nel 1938 questi calcoli potranno essere fatti in Europa ed i loro risultati saranno esaminati ulteriormente dalla « Commissione mista per il programma generale d'interconnessione telefonica in Europa », alla quale si accenna in sèguito.

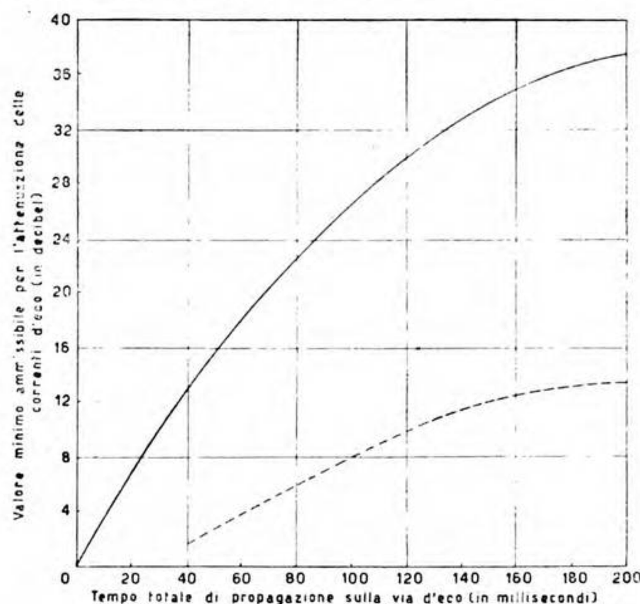


Fig. 5. — Curve di correzione del tempo di propagazione in un circuito interurbano:
———— curva di correzione del tempo di propagazione, ammessa dal C. C. I. F. per i circuiti senza soppressori d'eco;
— — — — curva di correzione del tempo di propagazione, ammessa dal C. C. I. F. per i circuiti muniti di soppressori d'eco (sensibilità — riferita al livello relativo zero — eguale a 30 decibel).

Tuttavia, si dirà, comunicazioni internazionali si effettuano da parecchi anni su tutta l'estensione del continente europeo nel servizio telefonico commerciale: questa vasta rete si calcola dopo averla costruita?

In realtà si tratta di sostituire ad una *grande probabilità* di buona audizione una *certezza* nel 100 % delle comunicazioni telefoniche europee, e tutti gli ingegneri sanno quale grande differenza esista fra una probabilità ed una certezza assoluta.

Gli esempi precedenti mostrano quali studi tecnici siano da eseguire prima di considerare compiuta e perfetta una rete di comunicazioni, che

copre tutto un continente. Non parleremo qui dei problemi di esercizio, di tariffícazione e di contabilità che interessano meno direttamente in questa sede. Ma è istruttiva la tabella I, ove sono raccolte le condizioni da attuare nei circuiti di collegamento a grande distanza per i vari tipi di telecomunicazioni: si rileva la difficoltà crescente delle esigenze, quando si passa dalla telegrafia alla telefonia, alla trasmissione della musica, alla televisione.

6. - Organizzazione internazionale delle telecomunicazioni.

Nel campo internazionale, l'organizzazione incaricata di risolvere tutti i problemi che si incontrano nei servizi di telecomunicazione è l'U. I. T. (Unione Internazionale delle Telecomunicazioni), che riunisce rappresentanti delle amministrazioni e delle società private di esercizio telefonico dei vari paesi (figura 6).

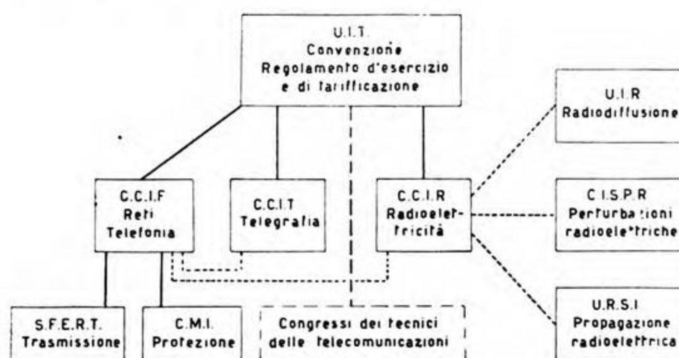


Fig. 6. — Organizzazione generale delle telecomunicazioni.

Una convenzione e tre regolamenti (telegrafico, telefonico e delle radiocomunicazioni), firmati dai governi dei diversi paesi e riveduti periodicamente in seno alla conferenza dei plenipotenziari o alle conferenze amministrative (telegrafiche, telefoniche o radioelettriche internazionali), precisano le disposizioni generali relative alla costituzione, all'esercizio e alla manutenzione delle installazioni e delle vie di telecomunicazione internazionali, come pure alla tariffícazione.

Un Ufficio Centrale (*Bureau*) dell'U. I. T., residente a Berna, esegue i lavori preparatori e quelli consecutivi delle conferenze, assicura il segretariato di queste e procede alla pubblicazione di tutti i documenti d'utilità generale ed anche di un giornale di informazione e di documentazione concernente le telecomunicazioni (*Journal des Télécommunications*).

Nel quadro dell'U. I. T. funzionano tre comitati consultivi internazionali: il C. C. I. F. (Comitato Consultivo Internazionale Telefonico) dal 1924; il C. C. I. T. (Comitato Consultivo Internazionale Telegrafico) dal

TABELLA I. — Condizioni cui debbono soddisfare i circuiti interurbani in cavo per i diversi generi di telecomunicazioni.

	TELEGRAFIA	TELEFONIA o FOTOTELEGRAFIA	TRASMISSIONE RADIOFONICA (MUSICA)	TELEVISIONE (*dati non ufficiali*) (immagini con 400 linee interallacciate, trasmesse 25 volte al secondo)
LARGHEZZA DELLA BANDA DI FREQUENZE DA TRASMETTERE EFFETTIVAMENTE	Circa 50 Hz per ogni via telegrafica (18 vie di telegrafia armonica nella banda da 30 a 2600 Hz).	2300 Hz almeno (da 300 a 2600 Hz).	6350 Hz almeno (da 50 a 6400 Hz). (È desiderabile la trasmissione effettiva delle frequenze da 30 a 10 000 Hz).	$2{,}5 \cdot 10^6$ Hz (da 0 a $2{,}5 \cdot 10^6$ Hz).
POTENZA MASSIMA	5 mW (per l'insieme delle 18 vie di telegrafia armonica) al punto di livello relativo zero (origine del circuito interurbano).	50 mW all'uscita degli amplificatori (potenza acustica media di 10 μW raccolta dal microfono).	50 mW all'uscita degli amplificatori (potenza acustica media raccolta dal microfono compresa fra 1 mW e 1 W, secondo gli strumenti musicali).	0,1 mW all'uscita dall'iconoscopio.
DISTORSIONE DI ATTENUAZIONE AMMISSIBILE	L'equivalente ad una frequenza *f* qualunque entro la banda 300 ÷ 2600 Hz non deve differire di più di ± 0,6 neper (± 5,2 decibel) dall'equivalente alla frequenza di 800 Hz.	L'equivalente ad una frequenza *f* qualunque entro la banda 300 ÷ 2600 Hz non deve differire di più di 0,2 ÷ 1 neper (1,75 ÷ 8,7 decibel) dall'equivalente alla frequenza di 800 Hz.	L'equivalente ad una frequenza *f* qualunque entro la banda 50 ÷ 6400 Hz non deve differire di più di 0,2 ÷ 0,5 neper (1,75 ÷ 4,3 decibel) dall'equivalente alla frequenza di 800 Hz.	L'equivalente ad una frequenza *f* qualunque della banda 30 ÷ 2 500 000 Hz non deve differire di più di ± 0,23 neper (± 2 decibel) dall'equivalente alla frequenza di scansione (10 000 Hz).
DISTORSIONE DI FASE AMMISSIBILE (DIFFERENZA FRA I TEMPI DI PROPAGAZIONE)	La differenza fra i tempi di propagazione a 300 Hz e a 800 Hz deve essere inferiore a 10 ms; la differenza fra i tempi di propagazione a 2600 Hz e a 800 Hz deve essere inferiore a 5 ms.	La differenza fra i tempi di propagazione a 300 Hz e a 800 Hz deve essere inferiore a 10 ms; la differenza fra i tempi di propagazione a 2600 Hz e a 800 Hz deve essere inferiore a 5 ms.	La differenza fra i tempi di propagazione a 50 Hz e a 800 Hz deve essere inferiore a 70 ms; la differenza fra i tempi di propagazione a 6400 Hz e a 800 Hz deve essere inferiore a 10 ms.	La differenza fra i tempi di propagazione a 5000 Hz (metà frequenza di scansione) e a 10 000 Hz deve essere al massimo dell'ordine di 30 μs; la differenza fra i tempi di propagazione a 2 500 000 Hz e a 10 000 Hz deve essere al massimo dell'ordine di 0,1 μs.

1925; il C. C. I. R. (Comitato Consultivo Internazionale delle Radiocomunicazioni) dal 1927.

Il C. C. I. F. studia le questioni tecniche d'esercizio e di tariffe che riguardano la telefonia internazionale. Poichè la telefonia ha maggior bisogno di circuiti interurbani, il C. C. I. F. è stato condotto, fin dall'origine dei suoi lavori, a centralizzare tutti gli studi relativi alla costruzione, alla posa ed alla manutenzione dei cavi interurbani di telecomunicazione. Naturalmente questi studi sono fatti in collaborazione con il C. C. I. T., con il C. C. I. R. e con l'U. I. R. (Unione Internazionale di Radiodiffusione), per quello che interessa anche tali enti.

Dati il carattere permanente e l'importanza di questi studi relativi alla costituzione, all'estensione e alla manutenzione delle reti di cavi interurbani, il C. C. I. F. dispone di un Segretariato Permanente ed anche di un laboratorio, il Laboratorio dello S. F. E. R. T. (Sistema Fondamentale Europeo di Riferimento per la Trasmissione Telefonica). Infine per raccogliere i dati sperimentali necessari alla soluzione dei problemi molto complessi, posti dalla protezione delle linee di telecomunicazioni dalle perturbazioni dovute alla vicinanza di linee industriali, o dei problemi altrettanto complessi, posti per la protezione dei cavi sotterranei contro la corrosione elettrolitica, esiste la C. M. I. (Commissione Mista Internazionale per la protezione delle linee di telecomunicazione e delle canalizzazioni sotterranee), l'organizzazione della quale è descritta qui appresso e che, per ragioni di economia, utilizza lo stesso Segretariato Permanente del C. C. I. F.

Il C. C. I. T. è incaricato di studiare le questioni tecniche e d'esercizio delle vie di comunicazione che interessano la telegrafia internazionale. Come il C. C. I. F., esso si riunisce ogni due anni in Assemblea Plenaria; varie Commissioni di Relatori preparano i lavori di tali riunioni plenarie; il segretariato di ogni riunione plenaria è assicurato da un'amministrazione telegrafica nazionale con la collaborazione dell'Ufficio Centrale dell'U. I. T.; un'amministrazione comincia ad occuparsi degli affari del C. C. I. T. cinque mesi dopo la chiusura della riunione precedente e il suo compito spira cinque mesi dopo la chiusura della riunione che esso ha organizzato.

Il C. C. I. R. è incaricato di studiare le questioni radioelettriche tecniche e d'esercizio. In massima le sue riunioni hanno luogo ogni cinque anni. Esso comprende Commissioni di Relatori incaricati di preparare i lavori delle riunioni plenarie; purtuttavia, quando una nuova questione è messa allo studio, si designa un'amministrazione centralizzatrice per lo studio di tale questione, e codesta amministrazione resta in contatto epistolare con le altre che hanno dichiarato di interessarsi alla questione. Il segretariato di ogni riunione plenaria del C. C. I. R. è assicurato, come per il C. C. I. T., da un'amministrazione esercente, con la collaborazione dell'Ufficio Centrale dell'U. I. T. Il C. C. I. R. collabora nel campo internazionale con altri enti, che s'interessano a questioni radioelettriche particolari: l'U. I. R. (Unione Internazionale di Radiodiffusione), per la radio-

diffusione delle parole e della musica; l'U. R. S. I. (Unione Radio Scientifica Internazionale), per lo studio della propagazione dei segnali elettrici attraverso l'etere; il C. I. S. P. R. (Comitato Internazionale Speciale delle Perturbazioni Radiofoniche), che, sotto gli auspici della Commissione Elettrotecnica Internazionale, studia le questioni tecniche concernenti la misura e la riduzione dei rumori parassiti prodotti nelle stazioni radioriceventi dalle installazioni elettriche industriali vicine.

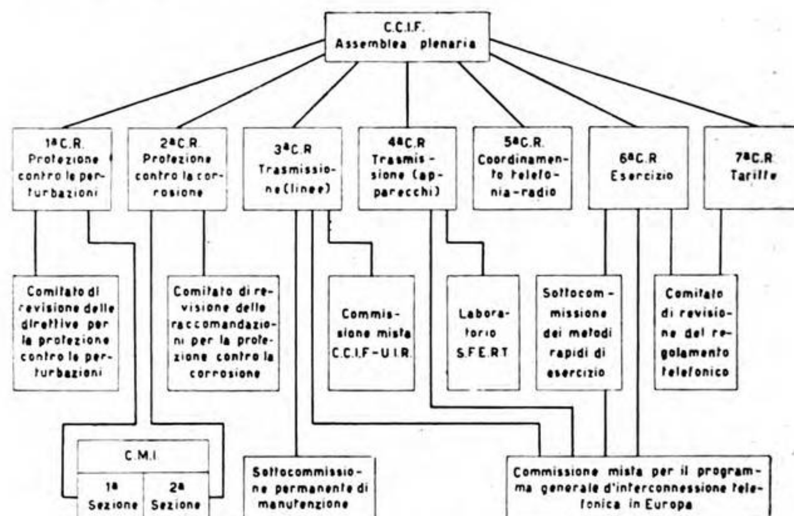


Fig. 7. — Organizzazione del C. C. I. F.

Per una conoscenza più profonda dell'organizzazione del C. C. I. F. (figura 7), può essere interessante qualche particolare sulle Commissioni di Relatori (C. R.), che sono nominate dall'Assemblea Plenaria e il cui còmpito è quello di curare uno studio approfondito delle nuove questioni affidate a ciascuna di esse. I membri di queste Commissioni sono scelti fra i tecnici delle amministrazioni o degli enti privati di esercizio telefonico, per la loro competenza particolare nelle singole questioni; inoltre, rappresentanti di costruttori di materiale telefonico partecipano ad alcuni studi, a titolo di esperti.

La 1ª Commissione di Relatori studia le questioni di protezione delle linee telefoniche contro le perturbazioni dovute alle linee industriali vicine. Per questi studi la Commissione utilizza i dati sperimentali raccolti dalla 1ª Sezione della C. M. I. (vedi in sèguito). A questi studi collaborano rappresentanti ufficiali degli organi internazionali interessati: C. E. I. (Commissione Elettrotecnica Internazionale), U. I. C. (Unione Internazionale delle Ferrovie), C. I. G. R. E. (Conferenza Internazionale delle Grandi Reti Elettriche ad alta tensione), U. I. P. D. E. (Unione

Internazionale dei Produttori e Distributori d'Energia Elettrica). Periodicamente, la 1ª C. R. delega alcuni dei suoi membri in seno ad un « Comitato di revisione delle direttive del C. C. I. F. per la protezione contro le perturbazioni »; questo Comitato deve man mano, nelle nuove edizioni di tali direttive, incorporare i nuovi fatti tecnici o progressi scientifici acquisiti dopo la pubblicazione della edizione anteriore.

La 2ª Commissione di Relatori studia le questioni concernenti la migliore costituzione della copertura dei cavi telefonici sotterranei e la loro protezione dalle corrosioni chimiche ed elettrolitiche del terreno, nonchè da quelle dovute alle correnti vaganti. In questi studi la Commissione utilizza i dati sperimentali raccolti dalla 2ª Sezione della C. M. I. e ad essi collaborano rappresentanti ufficiali delle organizzazioni internazionali interessate: C. E. I., U. I. C., U. I. T. (Unione Internazionale dei Tranvai), U. I. G. (Unione Internazionale dell'Industria del Gas), C. I. G. R. E., U. I. P. D. E. Periodicamente, la 2ª C. R., analogamente alla 1ª, delega alcuni suoi membri in seno ad un « Comitato di revisione delle raccomandazioni del C. C. I. F. per la protezione contro la corrosione ».

La 3ª Commissione di Relatori si occupa di tutte le questioni che concernono la trasmissione sulle linee a grande distanza: norme, costruzione e manutenzione dei circuiti interurbani. Il contatto, in seno a questa Commissione, di ingegneri incaricati di esercire le lunghe linee di telecomunicazione e di ingegneri incaricati di fabbricare i cavi per le linee stesse si è rivelato molto vantaggioso: gli ingegneri esercenti sono tenuti così al corrente della tecnica della costruzione e distinguono nettamente quel che è possibile e quel che è prematuro includere nei capitolati; gli ingegneri costruttori prendono conoscenza dei bisogni immediati o futuri dei servizi di esercizio e da ciò sanno in qual senso è urgente effettuare le loro ricerche e orientare i loro sforzi. La Commissione consacra alcune sedute, alle quali partecipano le rappresentanze ufficiali del C. C. I. T., allo studio delle questioni, d'altronde poco numerose, che sono poste dall'utilizzazione dei circuiti in cavo per le trasmissioni telegrafiche o fototelegrafiche, e dalla coesistenza dei circuiti telefonici e dei circuiti telegrafici nello stesso cavo. Una « Commissione mista C.C.I.F. - U.I.R. », nella quale collaborano alcuni membri della 3ª C. R. e rappresentanti ufficiali dell'U. I. R., studia tutte le questioni tecniche sollevate dai collegamenti per emissioni radiofoniche mediante circuiti appositamente costruiti o adattati fra gli studi di un paese e le stazioni trasmittenti di altri paesi. Infine la « Sottocommissione permanente di manutenzione », che dipende dalla 3ª C. R., sottomette periodicamente all'approvazione di questa le nuove consegne per il mantenimento di una buona trasmissione su circuiti a grande distanza.

La 4ª Commissione di Relatori esamina tutte le questioni di trasmissione relative agli apparecchi telefonici di abbonato. Essa ha la direzione, stabilisce i programmi e interpreta i risultati delle ricerche del Laboratorio S. F. E. R. T. Questo laboratorio conserva un complesso di appa-

recchi (emettitori, linee artificiali e ricevitori) con caratteristiche fisiche ben definite, controllate periodicamente con misure assolute; siffatte apparecchiature servono di base per il paragone dei campioni di lavoro che le varie amministrazioni e aziende private di esercizio telefonico utilizzano per verificare le qualità trasmissive degli apparecchi telefonici di abbonato. Questo laboratorio, non solo effettua le tarature, ma procede anche, sotto la direzione della 4ª C. R., alle esperienze e alle prove destinate a facilitare la soluzione delle questioni nuove di trasmissione messe allo studio per il C. C. I. F.

La 5ª Commissione di Relatori, in collegamento con il C. C. I. R., studia le questioni che si riferiscono al coordinamento della telefonia e della radiotelefonia nel servizio commerciale a grandissima distanza.

La 6ª Commissione di Relatori si occupa di tutte le questioni relative all'esercizio telefonico internazionale e stabilisce in particolare le istruzioni per le operatrici del servizio telefonico internazionale in Europa.

La 7ª Commissione di Relatori studia le questioni relative alla tariffìcazione e alle contabilità telefoniche.

Prima di ogni conferenza telegrafica e telefonica internazionale dell'U. I. T., un « Comitato di revisione del regolamento telefonico annesso alla convenzione internazionale delle telecomunicazioni », costituito dai membri della 6ª e della 7ª C. R. del C. C. I. F. e dall'Ufficio Centrale dell'U. I. T., esamina di nuovo tutti gli « avvisi » emessi dal C. C. I. F. in materia di esercizio, tariffe e contabilità telefonici, dopo l'ultima conferenza internazionale dell'Unione. Dagli « avvisi » più importanti, che hanno avuto la sanzione dell'esperienza, questo Comitato trae le proposte di revisione del regolamento, che sono sottoposte all'esame della successiva conferenza dell'Unione.

Dal 1937, una « Commissione mista per il programma generale d'interconnessione telefonica in Europa » è stata costituita in seno al C. C. I. F. e riunisce ingegneri (della 3ª e della 4ª C. R.) e funzionari di società di esercizio (della 6ª e della 7ª C. R.); suo còmpito è di verificare se le linee normali, ausiliarie e di soccorso degli impianti telefonici europei: *a*) contengono un numero di circuiti sufficiente a far passare il traffico previsto con una qualità di trasmissione specificata; *b*) soddisfano alle norme di trasmissione stabilite dal C. C. I. F. e quindi assicurano una qualità di audizione soddisfacente nel 100 % dei casi.

Infine una « Sottocommissione dei metodi rapidi di esercizio telefonico » è stata costituita in seno alla 6ª C. R. e comprende, oltre a funzionari dei servizi di esercizio, anche ingegneri incaricati delle installazioni di centrali interurbane e rappresentanti della « Commissione mista per il programma generale d'interconnessione telefonica in Europa ». Questa Sottocommissione è incaricata di preparare un progetto di istruzioni per le operatrici, che applichino metodi quanto più è possibile rapidi e unificati nelle relazioni telefoniche europee a grande traffico.

La C. M. I., che lavora in stretta collaborazione con il C. C. I. F. e alla quale il C. C. I. F. partecipa con i membri delle sue 1ª e 2ª C. R.,

fu fondata dietro iniziativa dal C. C. I. F. nel 1927 al fine di « organizzare, effettuare e convalidare in comune le esperienze necessarie per risolvere le questioni ancora in sospeso concernenti la protezione delle linee di telecomunicazione contro le perturbazioni e la protezione dei cavi e delle canalizzazioni sotterranee contro le corrosioni ».

I vari organismi internazionali partecipanti ai lavori della C. M. I. sono indicati nella tavola sinottica di figura 8.

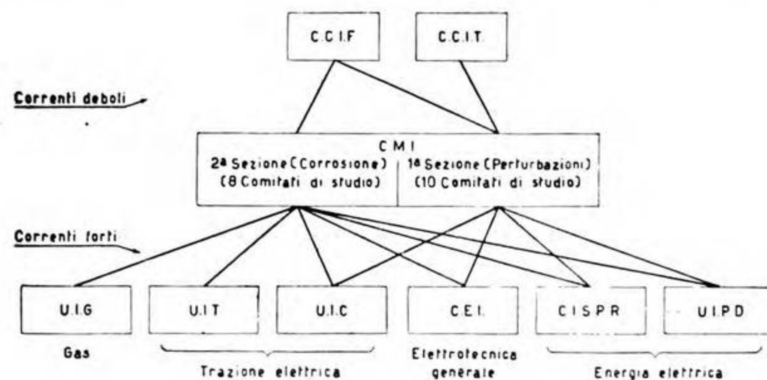


Fig. 8. — Organizzazione della C. M. I.

La C. M. I. contiene due Sezioni, che si suddividono a loro volta nei 18 Comitati di studio seguenti.

Comitati di studio della 1ª Sezione della C. M. I.:

1° - Definizioni e misure dell'azione perturbatrice delle linee industriali.

2° - Riduzione dei disturbi causati sulle linee telefoniche da convertitori ionici (raddrizzatori, ondulatori e convertitori di frequenza).

3° - Effetto della messa a terra del punto neutro di una rete di energia sul valore della tensione indotta in una linea vicina di telecomunicazione.

4° - Effetti della conducibilità delle rotaie di una linea di trazione elettrica sulla tensione indotta in una linea vicina di tèlecomunicazione.

5° - Effetti di variazione accidentale o normale della corrente continua di una linea di trazione su una linea vicina di telecomunicazione.

6° - Limite ammissibile dei rumori indotti nelle linee telefoniche.

7° - Dissimetria dei circuiti telefonici rispetto al suolo.

8° - Induttanza mutua fra due linee col ritorno attraverso al suolo.

9° - Protezione contro i colpi acustici.

10° - Influenza elettrica fra linee ad alta tensione e linee di telecomunicazione.

Comitati di studio della 2ª Sezione della C. M. I.:

1° - Statistica delle corrosioni.

2° - Studi sperimentali di casi tipici di elettrolisi.

3° - Apparecchiature di misura per lo studio dell'elettrolisi.

4° - Studio generale della produzione e del percorso delle correnti vaganti.

5° - Processo della corrosione e azione delle correnti vaganti sulle canalizzazioni.

6° - Drenaggio e giunti isolanti.

7° - Protezione delle canalizzazioni.

8° - Avarie occasionate alle canalizzazioni sotterranee o ai depositi di liquidi infiammabili dalla formazione di scintille dovute alle correnti indotte o derivate.

Grazie alla organizzazione generale delle telecomunicazioni ora descritta, è stato possibile stabilire la rete dei grandi cavi europei e di tutte le telecomunicazioni in genere, che, in 13 anni (dal 1924 al 1937), hanno connesso fra loro il 95 % degli abbonati del mondo intero.

Ma resta ancora molto da fare affinchè, per tutte le comunicazioni fra due qualunque di questi abbonati, il ritardo di attesa resti sempre compreso entro limiti ragionevoli e la qualità di audizione sia sempre soddisfacente. Inoltre nuovi progressi tecnici molto recenti (cavi coassiali trasmettenti una larga banda di frequenze) permetteranno probabilmente di migliorare il servizio ed anche l'audizione senza crescere le tariffe e forse anche riducendole; ma ciò non sarà possibile che in sèguito a studi considerevoli, che sono del genere di quelli già compiuti con successo dal C. C. I. F., ma incontestabilmente molto più difficili.

Purtuttavia l'organizzazione, che ha già permesso di ottenere rapidamente risultati considerevoli, potrà certamente seguitare la sua opera con uguale successo; chè nulla è più fruttuoso dello sforzo collettivo e armonico, tendente ad uno scopo costruttivo.

METODO PER LA MISURA DI PICCOLE CAPACITÀ A FREQUENZA INDUSTRIALE

COSIMO PISTOIA

Si descrive un metodo per la misura di piccole capacità elettriche, alla frequenza delle reti industriali di distribuzione. La misura è eseguita per sostituzione ed è basata sull'impiego di un partitore di tensione capacitivo disposto in parallelo agli spazi interelettrodici di un tubo elettronico; essa può essere eseguita in modo facile e rapido, qualunque sia la forma sotto cui si presenta la capacità incognita: condensatori fissi o variabili, capacità propria di cavi schermati con basse perdite, capacità di determinate porzioni di un circuito verso altre o verso terra, e così via. La gamma di misura può estendersi da un micromicrofarad a qualche migliaio di micromicrofarad, con una approssimazione media di circa il 2%.

1. - Scopo della ricerca.

Nel campo delle comunicazioni elettriche, sia per scopi puramente scientifici e di ricerca, sia per scopi di carattere industriale, si verifica spesso la necessità di dover misurare con buona approssimazione piccole capacità elettriche che possono assumere gli aspetti più diversi: quelli, ad esempio, di condensatori fissi e variabili, di capacità proprie di cavi schermati con basse perdite, di capacità di conduttori isolati verso terra o di determinate porzioni di un circuito verso altre o verso terra, e così via. È noto altresì, che quando si tratti di capacità elettriche di valore non troppo piccolo — almeno oltre i 1000 $\mu\mu F$ — la misura può essere eseguita assai facilmente, in vari modi e con discreta rapidità. Ciò non accade invece quando si tratti di capacità di minor valore, fino a pochi micromicrofarad; la misura diventa allora difficile e laboriosa, richiedendo l'uso di apparecchiature costose e assai complesse.

D'altra parte, la tecnica delle radiocomunicazioni e soprattutto quella delle altissime frequenze — per le trasmissioni con onde corte o ultracorte e per la televisione — è in continuo crescente sviluppo; la possibilità di misurare facilmente e rapidamente piccoli valori di capacità si dimostra quindi sempre più necessaria. La soluzione pratica del problema dovrebbe poi essere raggiunta con l'attuazione di un apparecchio di piccolo ingombro e di facile uso: necessità, queste, presenti spesso in quelle misure

di capacità che sono da effettuare sul posto, tra parti fisse di certe apparecchiature, quali per esempio i trasmettitori ad altissima frequenza.

Una tale soluzione può essere costituita dal circuito qui descritto [1], ideato ed attuato tenendo presenti le esigenze suddette; esso consente la misura di capacità di valore da un micromicrofarad a qualche migliaio di micromicrofarad, e non richiede l'ausilio di apparecchi sussidiari separati, quali oscillatori, amplificatori, ponti, telefoni e simili, di cui gli altri sistemi per misure analoghe abbisognano.

2. - Principio del metodo di misura.

Se si applica una tensione alternativa sinusoidale, di valore efficace V e di una qualsiasi frequenza f, ad un sistema costituito da due condensatori C_1 e C_2 (fig. 1), supposti con angolo di perdita trascurabile e disposti

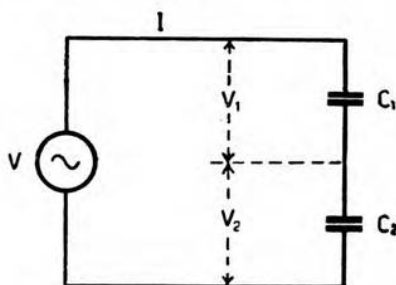


Fig. 1. — Schema di partitore capacitivo di tensione.

in serie tra loro, essa si ripartisce in due tensioni parziali V_1 e V_2 in fase tra loro e con V e di valore, ognuna, inversamente proporzionale a quello della capacità del condensatore cui si riferisce; invero, se I è la corrente circolante nel circuito, si ha:

$$V_1 = I \cdot \frac{1}{\omega C_1} \quad , \quad V_2 = I \cdot \frac{1}{\omega C_2}$$

con $\omega = 2 \pi f$.

Si consideri adesso un tubo elettronico T (fig. 2), per esempio un triodo, e, senza accenderne il filamento, si applichi tra l'anodo ed il catodo la stessa tensione alternativa di cui si è detto sopra. L'esistenza delle capacità interelettrodiche anodo-griglia C_{ag} e griglia-catodo C_{gc} determina allora una analoga ripartizione della tensione V in due tensioni V_{ag} e V_{gc} di valore inversamente proporzionale alle rispettive capacità. Per ogni tipo di tubo elettronico si ha una determinata ripartizione delle due tensioni V_{ag} e V_{gc}, la quale può essere variata soltanto alterando con capacità esterne il rapporto delle capacità interelettrodiche.

---

[1] Attestato italiano di privativa industriale N° 350 624 del 1937.

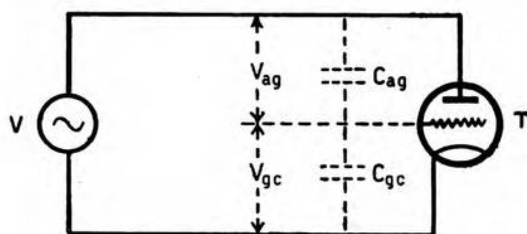


Fig. 2. — Schema di partitore capacitivo di tensione costituito con tubo elettronico.

Attuiamo lo schema di fig. 3, disponendo una capacità variabile C_g in parallelo allo spazio griglia-catodo e supponiamo di accendere il tubo; esso funziona come raddrizzatore di una sola semionda della tensione alternativa applicata e nel circuito anodico circola una corrente pulsante il cui valor medio può essere letto sul milliamperometro A, a corrente continua. In queste condizioni, variando comunque la capacità C_g disposta in parallelo alla capacità interelettrodica C_{gc}, il potenziale medio della griglia rispetto al catodo, relativamente alle alternanze positive della tensione V applicata — le alternanze negative non hanno influenza sul valore della corrente anodica — risulta sensibilmente positivo; il tubo si trova quindi in condizioni sfavorevoli di funzionamento.

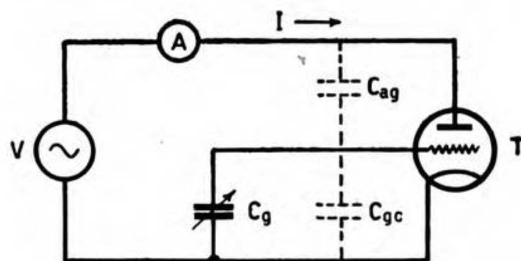


Fig. 3. — Schema di partitore capacitivo variabile di tensione, costituito con tubo elettronico in condizioni sfavorevoli di funzionamento.

Si attui invece lo schema di fig. 4, il quale differisce da quello precedente soltanto per la presenza di una resistenza variabile R posta in circuito sul ritorno della corrente anodica. Le condizioni di funzionamento del tubo si trovano allora notevolmente cambiate poichè, per effetto della corrente anodica pulsante, ai capi della resistenza R si ottiene una tensione pure pulsante ed in fase sia con la corrente stessa, sia con le alternanze positive del potenziale della griglia. Ha luogo perciò una sensibile modificazione nel valore del potenziale medio utile della griglia rispetto al catodo, modificazione che può essere facilmente messa in evidenza. Analizziamo infatti le varie tensioni in gioco e cioè la V_g tra

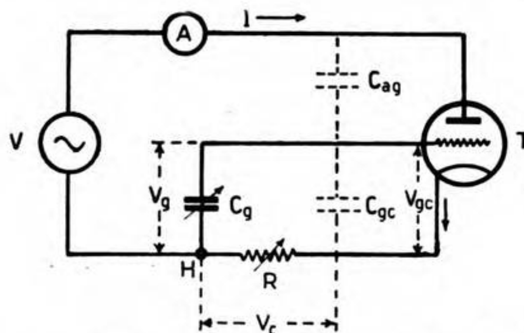


Fig. 4. — Schema di partitore capacitivo variabile di tensione, costituito con tubo elettronico in condizioni favorevoli di funzionamento.

la griglia ed il punto *H*, la V_c ai capi della resistenza *R* e la V_{gc} tra la griglia ed il catodo (fig. 5). Supposto, come abbiamo ammesso in principio, che la tensione applicata *V* sia di forma sinusoidale, la V_g risulta in fase con essa ed ha, all'incirca, la stessa forma (fig. 5 *a*), mentre la V_c ha andamento pulsante, con le pulsazioni in fase con le alternanze positive della V_g (fig. 5 *b*); la tensione V_{gc} tra la griglia ed il catodo è data allora dalla differenza delle due tensioni V_g e V_c (fig. 5 *c*).

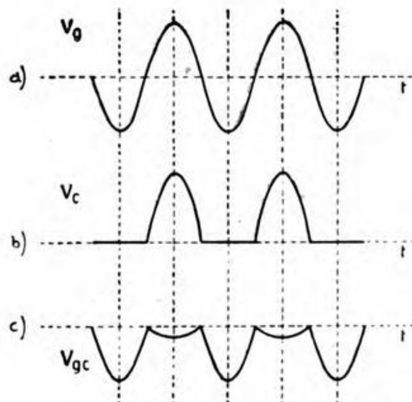


Fig. 5. — Diagrammi delle tensioni in gioco nello schema di fig. 4.

Tale andamento previsto per le tensioni considerate è pienamente confermato dagli oscillogrammi di fig. 6, ricavati per mezzo di un circuito sperimentale di misura, alla frequenza di 50 Hz.

In questi diagrammi abbiamo supposto che il valore massimo della tensione V_c sia superiore a quello della V_g; ne risulta di conseguenza che il potenziale della griglia rispetto al catodo — utile agli effetti della cor-

rente anodica — assume valori sempre negativi, rendendo possibile il funzionamento normale del tubo. La condizione, che il valore di V_c sia superiore a quello di V_g, è in ogni caso facilmente raggiungibile per qualsiasi tipo di tubo, se si assegnano, come sarà visto in seguito, opportuni valori alla R. In tal modo, non assumendo mai la griglia potenziali positivi rispetto al catodo, non si hanno da temere — anche durante le alternanze positive — variazioni del potenziale di griglia dipendenti dalla emissione elettronica del catodo. Il potenziale della griglia rispetto al catodo, e quindi il valor medio della corrente anodica, dipende allora

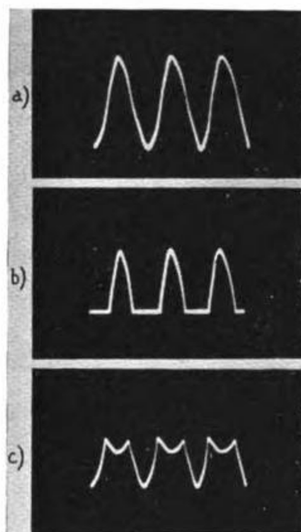


Fig. 6. — Conferma oscillografica dei diagrammi di fig. 5: *a*) andamento della tensione V_g; *b*) andamento della tensione V_c; *c*) andamento della tensione V_{gc}.

esclusivamente, per un determinato valore di R, dai valori delle capacità C_{ag} (capacità interelettrodica anodo-griglia), C_{gc} (capacità interelettrodica griglia-catodo), C_g (capacità variabile esterna aggiunta in parallelo alla C_{gc}) e cioè, in definitiva, essa corrente dipende dal valore della sola C_g. Più precisamente, restando invariati i valori degli altri elementi in gioco, il valore della corrente anodica media aumenta col diminuire della capacità C_g e viceversa; tale comportamento, intuitivo di per se stesso, può anche essere facilmente dimostrato.

Riferiamoci allo schema di fig. 7, nel quale le capacità generiche C_a e C_g s'intendono comprensive delle capacità interelettrodiche corrispondenti C_{ag} e C_{gc} (²). Consideriamo i valori istantanei delle varie tensioni

(²) In realtà la C_{gc} non è posta direttamente in parallelo alla C_g; ma, dati i piccoli valori di C_{gc} e della frequenza f, il valore che si assegna alla R risulta trascurabile

e correnti in gioco. Ricordando i diagrammi di fig. 5, si ha evidentemente:

[1] $$Ri = v_g - v_{gc}$$

e, se si indicano con i_o il valore della corrente anodica i per $v_{gc} = 0$ e con s la pendenza (corrente/tensione) relativa al tubo usato, si può scrivere:

$$i = i_o + sv_{gc}$$

e quindi, in valore assoluto:

[2] $$v_{gc} = \frac{i - i_o}{s} .$$

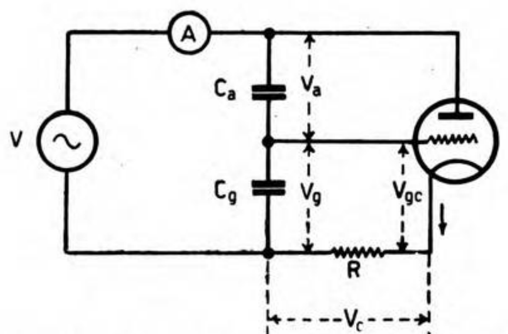


Fig. 7. — Variante dello schema di fig. 4, per lo studio del metodo di misura.

Per sostituzione nella [1], è allora:

[3] $$Ri = v_g - \frac{i - i_o}{s} ;$$

ma è anche:

[4] $$v_g = v \frac{C_a}{C_a + C_g} ,$$

e la [3], quindi, diventa:

[5] $$Ri = v \frac{C_a}{C_a + C_g} - \frac{i - i_o}{s} ;$$

che, risolta rispetto ad i, dà:

[6] $$i = \left(\frac{i_o}{s} + v \frac{C_a}{C_a + C_g} \right) \frac{s}{sR + 1} .$$

Quest'ultima formula rappresenta la funzione $i = f(C_g)$, tutti gli altri elementi essendo costanti ben definite; ponendo allora:

$$\frac{i_o}{s} = M \quad , \quad vC_a = N \quad , \quad C_a = P \quad , \quad \frac{s}{sR + 1} = Q \quad ,$$

---

rispetto a quello di $\frac{1}{\omega C_{gc}}$, e l'errore che si commette considerando le due capacità immediatamente in parallelo è inferiore a $\frac{1}{10\,000}$.

si può scrivere:

[7] $$i = \left(M + \frac{N}{P + C_g}\right) Q = \frac{T}{P + C_g} + U \quad ,$$

dalla quale, derivando, si ottiene:

[8] $$\frac{di}{d\,C_g} = - \frac{T}{(P + C_g)^2} < 0 \; .$$

La derivata di i rispetto a C_g è sempre negativa per qualunque valore di C_g; la funzione $i = f\,(C_g)$ è quindi decrescente e cioè, come si voleva mostrare, ad un aumento della capacità C_g corrisponde una diminuzione della corrente anodica i, e viceversa.

Abbiamo visto che la condizione di buon funzionamento del tubo — griglia sempre negativa rispetto al catodo — è rappresentata dalla relazione:

$$Ri > v_g$$

semprechè, naturalmente, non vi siano differenze di fase tra le varie tensioni. Per la formula [4], tale condizione può scriversi:

[9] $$Ri > v \frac{C_a}{C_a + C_g} \; .$$

Indichiamo adesso con r la resistenza effettiva rappresentata, nel circuito, dal tubo e quindi definita dalla relazione:

[10] $$v = (r + R)\; i$$

che ci permette di trasformare la [9] nella:

[11] $$Ri > (r + R)\; i \frac{C_a}{C_a + C_g}$$

e cioè:

$$\frac{R}{r + R} > \frac{C_a}{C_a + C_g} \quad ;$$

la condizione richiesta diventa la seguente:

[12] $$R > r \frac{C_a}{C_g} \quad ,$$

condizione facilmente ottenibile in pratica, poichè si fa sempre $C_a \ll C_g$.

8. - Studio del dispositivo di misura.

Da quanto precede è facile dedurre come si possa attuare un dispositivo misuratore di capacità e, data la sensibilità propria del sistema, soprattutto di piccole capacità. Osserviamo infatti lo schema di fig. 8, analogo a quello di fig. 4, ed in cui la capacità C_g è rappresentata da un condensatore variabile campione, accuratamente tarato. Si suppongano assegnati alla R ed alla V valori tali che, con la capacità C_g posta al suo massimo valore, circoli una corrente anodica media di un certo valore prefissato I; questo valore di corrente deve essere scelto, per il tipo di

tubo usato, in modo che corrisponda, sulla caratteristica mutua del tubo, al tratto di massima sensibilità.

Se si vuole determinare il valore di una certa capacità C_x, si pone questa in parallelo alla C_g. Si viene così a diminuire la reattanza capacitiva dello spazio griglia-catodo e quindi anche l'ampiezza della tensione V_g. Si ottiene di conseguenza una sensibile diminuzione del valore medio della corrente anodica, indicato dallo strumento A. Se, agendo sul campione variabile C_g, si ristabilisce il primitivo valore della corrente, l'entità della variazione che si è dovuta apportare alla capacità del campione rappresenta esattamente il valore della capacità incognita C_x.

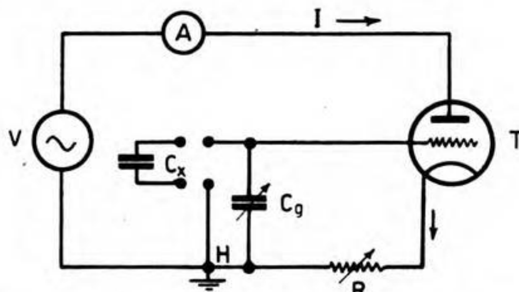


Fig. 8. — Schema di principio per la misura di capacità.

È possibile anche agire in senso inverso: con la C_g al suo valore minimo e con la capacità incognita C_x in parallelo ad essa, si raggiunge il valore ottimo prefissato per la corrente anodica media, agendo sulla resistenza R; si toglie quindi la C_x dal circuito e si ristabilisce il valore della corrente aumentando il valore della C_g. L'aumento, che deve subire la capacità del condensatore campione, rappresenta il valore della capacità incognita C_x.

In questa maniera la misura viene eseguita in condizioni di sensibilità maggiore che non col procedimento precedente, poichè è chiaro che la sensibilità di misura è tanto maggiore quanto maggiore è il rapporto C_x/C_g all'atto della misura stessa.

La misura, come si vede, è fatta per sostituzione, utilizzando una capacità variabile campione opportunamente tarata; la gamma di misura che si può coprire è limitata, superiormente, dal massimo valore della capacità campione, mentre non esiste, teoricamente, un limite inferiore. In pratica, quest'ultimo può solo dipendere dal valore e dalla bontà del campione usato, nonchè dalle condizioni di isolamento; ad ogni modo l'esperienza ha mostrato che, senza eccessive precauzioni, si può giungere a misurare il micromicrofarad.

Il valore della tensione alternativa di alimentazione dell'insieme può essere più o meno elevato a seconda del tipo di tubo usato; la frequenza di essa è indifferente ed in ciò risiede un notevole pregio del sistema,

poichè si può usare senz'altro la tensione della rete di distribuzione a frequenza industriale, ottenendo così un'apparecchiatura estremamente semplice.

Si noti che le varie capacità in gioco nel circuito ed estranee a quelle di misura non influiscono sul risultato, essendo esse invariabili e trattandosi di un metodo di sostituzione. Inoltre, come si vede in figura, il punto H può essere collegato direttamente alla terra e, con esso, anche un'armatura della capacità campione e della capacità incognita; si ottiene in tal modo una grande stabilità di misura.

Può far sorgere qualche dubbio il considerare l'influenza che sull'attendibilità del metodo viene ad avere l'angolo di perdita della capacità incognita. Invero — premesso che il condensatore campione C_g deve essere di ottima qualità e quindi con bassissime perdite — vien fatto di pensare che, nel caso di una capacità incognita che abbia perdite relativamente elevate, la misura possa essere falsata dalla presenza della resistenza ohmica equivalente, che verrebbe a trovarsi in parallelo allo spazio griglia-catodo contemporaneamente alla C_x. Per questa ragione, la variazione subita dal valor medio della corrente anodica durante la misura per sostituzione non dipenderebbe strettamente ed unicamente dalla variazione della capacità in parallelo allo spazio interelettrodico suddetto. Ma un tale dubbio può essere rimosso.

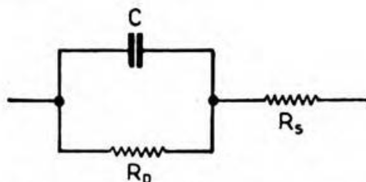


Fig. 9. — Schema equivalente di un condensatore reale.

Ricordiamo a questo scopo lo schema equivalente di un condensatore reale (fig. 9); esso, come è noto, può concepirsi costituito da una capacità perfetta C, da una resistenza R_p in parallelo e da un'altra resistenza R_s in serie. È noto altresì che la R_p corrisponde, sia alla eventuale corrente di dispersione di natura conduttiva dovuta ad imperfetto potere isolante del dielettrico interposto, sia al ritardo della polarizzazione del dielettrico stesso rispetto alla tensione alternativa di eccitazione (isteresi dielettrica); la R_s rappresenta invece la resistenza dei conduttori costituenti le armature e la eventuale resistenza offerta da contatti imperfetti. Secondo tale schema, il fattore di potenza cos φ di un condensatore reale può essere espresso, con buona approssimazione, dalla formula:

$$\cos \varphi = \tan \delta = R_s C \omega + \frac{1}{R_p C \omega} ,$$

essendo $\varphi = 90^\circ - \delta$, e δ l'angolo di perdita. Nel nostro caso, in cui si considerano frequenze bassissime, il termine $R_s C \omega$ può essere trascu-

rato, così da ottenere:

$$\cos \varphi \cong \frac{1}{R_p C \omega} ,$$

dove la R_p può intendersi allora come simboleggiante la sola eventuale conduzione del dielettrico essendo l'isteresi dielettrica, a tali basse frequenze, praticamente trascurabile; in breve, la R_p del nostro caso può essere identificata con la comune resistenza di isolamento.

A questo punto giova osservare che qualsiasi condensatore, in pratica, deve presentare — anche alle basse frequenze — una reattanza molto minore della sua resistenza di isolamento: così, ad esempio, un condensatore, che alle frequenze industriali presenti una reattanza dieci volte minore della sua R_p, è già un cattivo condensatore. Nonostante ciò, vediamo a quale errore potremmo andare incontro, misurando col metodo su esposto la capacità di un condensatore in cui sia precisamente, per $f = 50$ Hz:

$$\frac{1}{\omega C} = \frac{R_p}{10} .$$

Calcoliamo intanto l'errore cui si va incontro nella misura per causa dell'alterazione subita dalla reattanza che si pone in parallelo allo spazio griglia-catodo: reattanza che non è più $1/(\omega C)$, ma diventa invece la reattanza X del complesso C, R_p. Essa può essere espressa dalla formula:

$$X = \frac{R_p}{\sqrt{R_p^2 C^2 \omega^2 + 1}} ,$$

per la quale si ha:

$$X = \frac{R_p}{\sqrt{101}} = \frac{10}{\omega C \sqrt{101}} = \frac{1}{\omega C} \cdot 0{,}995 .$$

L'errore cui si va incontro per tale causa, è dunque solo del 0,5 %, cioè trascurabile.

Ma una causa di ben maggiori errori potrebbe risiedere invece in una eventuale circolazione di corrente di griglia attraverso la R_p. Per il principio stesso su cui è basato il metodo di misura, per condensatori di buona qualità, ciò non può accadere poichè abbiamo visto come la griglia si trovi sempre ad un potenziale negativo rispetto al catodo; nel caso però dell'esempio ora riportato, in cui si ha un angolo di perdita elevatissimo, è logico pensare che la variazione di fase inevitabile subita dalla tensione di griglia V_g, quando la capacità incognita viene posta in circuito per la misura, possa determinare errori non lievi. Questo perchè, per effetto appunto di una tale variazione di fase, la griglia può diventare positiva rispetto al catodo, sia pure per una piccola frazione di periodo.

Per chiarire questo punto, sono state fatte alcune semplici prove sperimentali con lo stesso dispositivo cui si riferiscono gli oscillogrammi della fig. 6; i risultati ottenuti sono stati molto soddisfacenti. Si è ope-

rato nel modo seguente: sempre rimanendo nei limiti stabiliti con l'esempio, e cioè con:

$$\frac{1}{\omega C} = \frac{1}{10} R_p ,$$

cui corrispondono un fattore di potenza $\cos \varphi = 0{,}1$, un angolo di fase $\varphi = 84^\circ\, 15'$ e di conseguenza un angolo di perdita $\delta = 5^\circ\, 45'$, si è proceduto inizialmente alla misura della capacità di un ottimo condensatore in aria — praticamente privo di perdite alla frequenza di misura — ottenendo:

$$C = 464 \ \mu\mu\text{F} ,$$

per cui:

$$X = \frac{1}{\omega C} = \sim 7 \cdot 10^6 \, \Omega \ .$$

La misura è stata quindi ripetuta ponendo in parallelo allo stesso condensatore una resistenza ohmica di 70 MΩ, in modo da attuare le condizioni sopra specificate, ed il nuovo valore trovato è stato di 512 μμF; l'errore risulta quindi di circa il 10 %. Se ne può concludere che, con il metodo di misura descritto, anche nelle condizioni più sfavorevoli quali quelle rappresentate da una capacità avente un angolo di perdita superiore ai 5° — valore, oggi, elevatissimo — l'errore derivante dallo sfasamento della tensione di griglia V_g non giunge a superare il 10 %.

Un'altra prova è stata fatta con lo stesso condensatore in aria, ma in condizioni un poco più vicine ai casi che si possono incontrare in realtà: si è fissato, per l'angolo di perdita, un valore di 2°, per il quale si ha:

$$\cos \varphi = \text{tg}\, \delta = 0{,}035 ,$$

cui corrisponde:

$$\frac{1}{\omega C} = \frac{35}{1000} R_p$$

e quindi:

$$R_p = \sim 200 \ \text{M}\Omega \ .$$

Ebbene, la misura di quella capacità, con 200 MΩ in parallelo, ha dato per risultato 472 μμF: con un errore, quindi, inferiore al 2 %.

Come si vede, tali risultati sono soddisfacenti: se si ricorda che anche un angolo di perdita di 2° è già assai elevato per la tecnica attuale, la quale è ormai abituata a non veder superati i valori di 50′ per i comuni condensatori a carta, di 10′ per quelli a mica e di 5′ per quelli ad aria, essi possono servire a convincere della bontà del metodo.

4. - Esempio di attuazione pratica del dispositivo di misura.

In base allo schema di principio ora descritto, l'apparecchio di misura può costituirsi praticamente in vari modi; descriviamo, a titolo di esempio, un dispositivo di carattere generale (fig. 10), alimentato integralmente con corrente alternata alla tensione della rete ed attuato con un campione

di capacità variabile, col valore massimo di circa 200 μμF, accuratamente tarato in modo che si possa apprezzare facilmente un micromicrofarad.

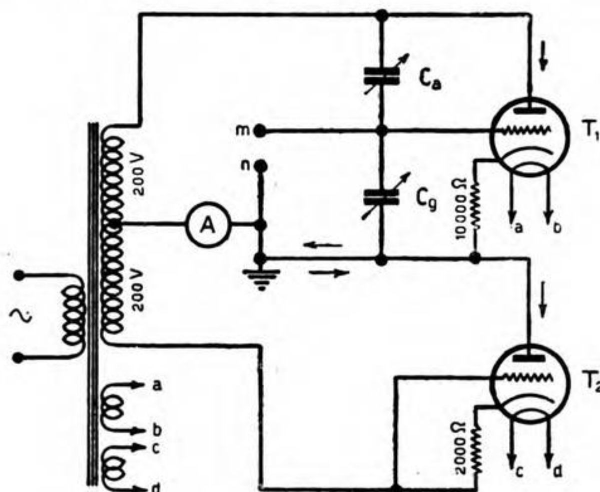


Fig. 10. — Dispositivo attuato per la misura di capacità.

In esso il metodo di sostituzione è riportato ad una lettura di zero sullo strumento misuratore del valor medio della corrente anodica pulsante. Lo zero è ottenuto facendo agire sullo strumento un'altra corrente pulsante di eguale ampiezza ma di fase opposta a quella che circola nel circuito anodico del tubo di misura T_1; ciò si effettua facilmente con l'uso di un secondo tubo raddrizzatore T_2 le cui costanti, in circuito, sono fisse e stabilite in maniera tale che il valor medio della corrente, che lo percorre, sia eguale al valor medio I, prefissato come ottimo, della corrente anodica del tubo di misura. I due tubi adoperati sono del tipo 56.

In tal modo si eliminano le vibrazioni dell'indice dello strumento, dovute alla bassa frequenza usata e sono anche eliminate le eventuali perturbazioni dovute alle variazioni della tensione di rete; queste ultime infatti non possono, con lo schema illustrato, modificare l'indicazione dello strumento.

In parallelo allo spazio griglia-catodo del tubo T_1 di misura, è posto il campione suddetto di capacità C_g. Per fare lavorare il tubo stesso in condizioni ottime e con carico costante, la resistenza R non è variabile, ma fissa; la variazione del potenziale di griglia, necessaria per annullare l'indicazione dello strumento, si procura invece per mezzo di una piccola capacità variabile C_a, posta in parallelo allo spazio placca-griglia, ed il cui valore massimo è di circa 60 μμF.

La misura di una capacità incognita C_x può essere fatta — come si è già detto — in due modi. Si può cioè, con il campione disposto al suo

massimo valore di capacità, portare a zero l'indicazione dello strumento per mezzo di C_a; inserendo la C_x tra i morsetti *m* ed *n*, si ha allora una diminuzione della corrente anodica media, e quindi uno spostamento dell'indice dello strumento. Questo viene ricondotto nuovamente a zero agendo sul campione e, precisamente, diminuendo la sua capacità; la misura di questa diminuzione, letta su una manopola opportunamente graduata, fornisce senz'altro la misura della capacità incognita.

Nel caso di piccolissime capacità, la misura si può eseguire anche in un'altra maniera, la quale dà luogo a una maggiore sensibilità. Inserita inizialmente la capacità incognita C_x tra i punti *m* ed *n*, con il campione C_g al minimo valore di capacità, si azzera lo strumento sempre agendo sulla capacità variabile C_a. Si toglie quindi la C_x e si annulla il corrispondente aumento di corrente anodica, aumentando la capacità del campione. La misura di tale aumento dà il valore di C_x.

Oltre questo esempio, le attuazioni pratiche di un capacimetro secondo il principio descritto possono assumere vari aspetti, secondo le esigenze di chi debba servirsene. Così, è facile concepire un capacimetro con scala di misura multipla, che possa servire cioè ad una estesa gamma di misure, usando due o più campioni di capacità, di valore diverso, disposti contemporaneamente in parallelo allo spazio griglia-catodo e rispettivamente includibili ed escludibili dal circuito. Si può anche osservare che, per quanto è stato visto in precedenza, non è, a rigore, strettamente necessario che il campione variabile — in parallelo al quale va posta la capacità incognita — sia inserito in parallelo allo spazio griglia-catodo piuttosto che allo spazio anodo-griglia, rimanendo per il resto inalterata la disposizione generale del circuito. Conviene però, in generale, la disposizione fino ad ora considerata poichè essa permette di avere il catodo del tubo di misura a tensione non elevata verso terra.

È opportuno infine rilevare che il metodo è bene applicabile anche con frequenze maggiori di quella industriale: misure eseguite a frequenza variabile da 25 a 20 000 Hz hanno dato, per condensatori in aria od a basso angolo di perdita, lo stesso valore di capacità.

Roma - Laboratorio di televisione dell' E. I. A. R.

RECENSIONI

ELETTROTECNICA GENERALE.

D. POLLACK — **Progetto di induttanze per frequenze comprese tra 4 e 25 MHz.** (R. C. A. Rev., ottobre 1937, II, 2, pag. 184-201, con 16 fig.).

Si considerano bobine a solenoide avvolte con filo di rame pieno, del tipo che si usa correntemente per ricevitori destinati a coprire la gamma di frequenze indicate.

Partendo dalla formula di Butterworth, relativa alla resistenza equivalente di una bobina per correnti di alta frequenza, e da una espressione semplificata dell'induttanza, viene scritta l'espressione del fattore di merito Q e vengono dedotti il valore ottimo per il diametro del filo e i criteri generali per un buon proporzionamento della bobina. I risultati sono stati verificati effettuando misure di perdite su una serie di bobine comprendenti il gruppo di induttanze studiato.

Le perdite misurate sono risultate superiori a quelle calcolate; la differenza è in gran parte dovuta alle perdite nell'isolante di supporto della bobina e nello smalto che ricopre il conduttore. Queste ultime portano ad una diminuzione di Q compresa fra il 2 e il 5 %; più importanti sono le perdite dielettriche nel supporto che tuttavia, per supporti in bachelite sottile e con eventuali cave per la spirale non troppo profonde, sono inferiori al 20 %. Si conclude che l'uso di materiali isolanti speciali per il supporto non è giustificato, almeno dal punto di vista delle perdite.

Viene consigliato di progettare le induttanze nel modo seguente:

1) Scegliere il diametro e la lunghezza dell'avvolgimento i più grandi possibili, compatibilmente con le dimensioni ammesse per lo schermo: per schermi cilindrici il diametro massimo della bobina è metà del diametro interno dello schermo, e l'inizio e la fine dell'avvolgimento devono distare dal fondo e dal coperchio di almeno un diametro della bobina.

2) Determinare il numero N di spire con la formula approssimata:

$$N = \sqrt{\frac{L\,(102\,S + 45)}{D}}\ ,$$

dove L è l'induttanza in microhenry, S il rapporto fra la lunghezza b e il diametro D della bobina.

3) Calcolare il diametro ottimo del filo con la formula:

$$d_o = \frac{b}{\sqrt{2}\, N} .$$

In ogni caso il fattore di merito Q è dato da:

$$Q = \frac{f^{1/2}\, L\, d\, S^2\, D}{10^{3/2}\, \varrho^{1/2}\, (S^2 D^2 N + 2\, N^3 d^2)} ,$$

dove N, L, b, D (cm), S hanno il significato già detto, d (cm) è il diametro del filo, f (Hz) la frequenza, ϱ ($\Omega \cdot$ cm) la resistività del conduttore.

G. C.

GENERATORI, OSCILLATORI, TRASMETTITORI.

P. Kotowski e S. Sonnenfeld — **Spettro di frequenza di impulsi ad alta frequenza.** (E. N. T., novembre 1937, XIV, 2, pag. 360-369, con 7 fig.).

Specialmente per ricerche sugli strati ionizzati dell'atmosfera vengono usati trasmettitori che generano una successione abbastanza rada di treni d'onda di frequenza determinata e di durata la più breve possibile. Un ricevitore connesso ad un oscillografo permette di osservare il ritardo con cui giungono i raggi riflessi negli strati ionizzati, rispetto al raggio diretto.

È evidente che per una misura precisa di tali intervalli di tempo è necessario avere treni d'onda di durata estremamente breve, o per lo meno sufficientemente piccola rispetto agli intervalli di tempo da misurare, in quanto non è agevole distinguere un principio ed una fine dell'impulso. D'altra parte impulsi di durata molto breve hanno uno spettro molto ampio, cioè bande di modulazione molto larghe e di notevole intensità, le quali non solo possono disturbare in modo non tollerabile radiocomunicazioni effettuantisi anche su frequenze sensibilmente diverse da quelle usate dagli sperimentatori, ma sono per di più inutili, perchè il ricevitore, per avere un'adatta selettività, non può rispondere a variazioni troppo brusche dell'inviluppo del segnale.

Dato tale problema, gli autori si propongono di determinare la forma più favorevole dell'inviluppo degli impulsi ed il modo di attuarla. Essi discutono diverse forme analitiche dell'inviluppo e mostrano che con piccoli arrotondamenti degli spigoli e con lievi inclinazioni dei fianchi si possono avere impulsi di forma abbastanza simile alla rettangolare, ma con spettro di frequenza molto più limitato.

Passano poi rapidamente in rassegna i sistemi usati dai vari sperimentatori per ottenere gli impulsi e raccomandano il sistema con un grosso gruppo di resistenza e capacità nel circuito di griglia dell'oscilla-

tore a radiofrequenza: tale gruppo si carica con la corrente di griglia bloccando rapidamente le oscillazioni; poi, con meccanismo noto, il condensatore si scarica sulla resistenza e dopo un tempo sufficientemente lungo le oscillazioni possono riprendere.

È raccomandabile di non usare la frequenza della rete per comandare il numero di impulsi, perchè in tal caso si presentano difficoltà alla ricezione; sono consigliabili frequenze intorno a 60 ÷ 80 hertz.

Misure effettuate sul generatore di impulsi hanno dato risultati molto soddisfacenti.

G. C.

MISURE.

W. Geyger — **Ponti a corrente alternata con equilibrio automatico.** (Z. f. techn. Phys., settembre 1937, XVIII, 9, pag. 259-269, con 10 fig.).

Nei ponti per corrente alternata normalmente in uso si può ottenere un equilibramento automatico chiudendo la diagonale dell'indicatore di zero sugli avvolgimenti amperometrici di due motori wattometrici collegati in serie; gli altri due avvolgimenti di tali motori sono collegati alla sorgente di energia attraverso un opportuno sfasatore, in modo da essere percorsi da due correnti tra loro in quadratura e di fase conveniente rispetto alla tensione di alimentazione del ponte. La regolazione è tale che ciascun wattometro resta fermo quando una delle due compensazioni fondamentali del ponte è raggiunta. I wattometri, direttamente o attraverso un servomotore, comandano gli organi regolabili del ponte, che sono forniti di indice.

Si studiano la convergenza delle due regolazioni ed il tempo necessario per effettuarle, e viene mostrato che, per i ponti normali per misura di capacità, di angolo di perdita e di frequenza, il dispositivo funziona regolarmente, il tempo di regolazione risultando compreso tra 1/2 ed 1 secondo. Al posto degli indici si possono montare due registratori.

Essendo i due wattometri alimentati con corrente praticamente sinusoidale in almeno uno dei due avvolgimenti, il sistema di equilibramento è selettivo e quindi non viene influenzato dalle armoniche.

L'articolo è corredato da un'ampia bibliografia.

G. C.

TUBI ELETTRONICI.

A. L. Samuel — **Triodo a griglia negativa, generatore ed amplificatore per frequenze elevatissime.** (Bell S.T.J., ottobre 1937, XVI, 4, pag. 568-573, con 6 fig.; Proc. I.R.E., ottobre 1937, XXV, 10, pag. 1243-1252, con 9 fig.).

La possibilità di produrre oscillazioni di frequenza sempre più elevata mediante triodi è legata ad una diminuzione delle dimensioni degli elettrodi e quindi inevitabilmente ad una diminuzione della potenza dissipabile, e della potenza erogata dal tubo. Ciò risulta evidente se si tracciano

per i diversi triodi oscillatori le curve che rappresentano l'andamento della potenza generata in funzione della frequenza di oscillazione (fig. 1). Risulta infatti che le potenze che si possono produrre diminuiscono all'aumentare della frequenza; nel diagramma ora definito è possibile tracciare una retta inviluppo che limita il campo in cui, allo stato presente della tecnica, sono attuabili oscillatori a triodo.

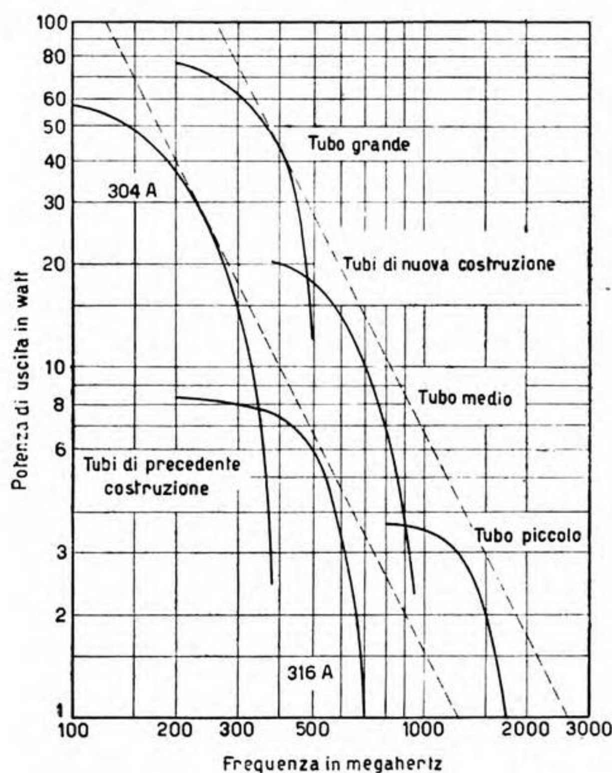


Fig. 1. — Caratteristiche dei nuovi triodi paragonate a quelle di tubi precedenti.

Si descrivono tre triodi nei quali, mediante l'impiego di anodi di forma speciale (fig. 2), si è raggiunto un notevole aumento della dissipazione anodica specifica e quindi, a parità di dimensioni, un aumento della dissipazione totale e della potenza erogabile. Grazie a questi tubi, come risulta dalla fig. 1, la retta inviluppo che limita il campo di funzionamento dei triodi risulta sensibilmente spostata verso le frequenze più elevate, rispetto alla retta inviluppo relativa ai triodi precedentemente costruiti. Le caratteristiche dei tre triodi speciali di nuova costruzione sono indicate dalla seguente tabella.

	Tubo grande	Tubo medio	Tubo piccolo
Corrente di accensione (A) . . .	10	8,5	4
Tensione di accensione (V) . . .	3	1,5	1
Tensione anodica (V)	750	500	300
Dissipazione anodica massima (W)	150	50	25
Coefficiente di amplificazione . .	9	8	9
Conduttanza mutua (μS)	4000	3000	2500
Capacità griglia-anodo (μμF) . .	3,5	1,6	0,9
Capacità filamento-griglia (μμF) .	2	1,3	1
Capacità filamento-anodo (μμF) .	1,3	0,9	0,7
Induttanza approssimata dei collegamenti anodo-griglia (μH) . .	0,05	0,03	0,01

Tanto la griglia quanto l'anodo dei nuovi tubi hanno doppia uscita simmetrica dai lati opposti del bulbo (fig. 2); in tal modo è consentita l'inserzione simmetrica in una linea col tubo al centro della linea stessa,

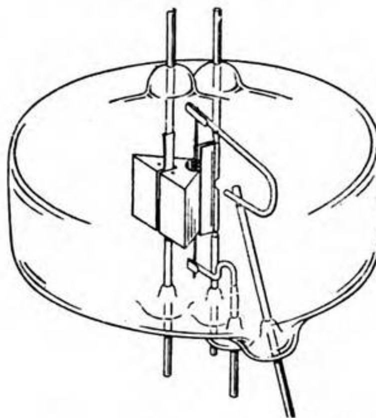


Fig. 2. — Vista schematica di un triodo del nuovo tipo a doppia uscita.

e si ottiene un notevole vantaggio nel funzionamento dei singoli tubi: ad esempio il tubo di maggiori dimensioni, che con uno schema normale cessa di generare oscillazioni a 500 MHz, con lo schema simmetrico giunge sino a 650 MHz. Questi tubi sono stati impiegati anche come amplificatori di potenza, e si ritiene con essi possibile l'attuazione di un amplificatore a più stadi funzionante in modo perfettamente stabile fino alla frequenza di 1000 MHz.

G. B.

CRONACA TECNICA

PROPAGAZIONE DELLE RADIOONDE.

Per iniziativa del Seminario Matematico-Fisico e Astrofisico della R. Università di Firenze sono state tenute, presso il R. Osservatorio Astrofisico di Arcetri, due conferenze su argomenti riguardanti la propagazione delle radioonde.

Il 2 dicembre 1937-XVI il professore I. Ranzi ha trattato della **ionosfera.** Richiamati i principi su cui si basa l'indagine delle condizioni dell'alta atmosfera ionizzata, mediante onde elettromagnetiche, ha esposto i risultati ottenuti nei riguardi delle variazioni della densità elettronica massima nelle due principali regioni ionizzate, e cioè nelle regioni E ed F_2. Per la prima, considerazioni teoriche relativamente semplici dimostrano che la causa ionizzante si può identificare con la radiazione ultravioletta solare. Per la regione F_2, varie caratteristiche delle variazioni diurna ed annua della densità elettronica e, in particolare, i fenomeni osservati dall'oratore stesso in corrispondenza delle eclissi di sole, portano a ritenere come assai probabile l'arrivo di una radiazione elettronica di origine solare. In relazione alle varie teorie sulle aurore polari, si può trattare del modo in cui sarebbero disposte codeste traiettorie elettroniche e dell'energia che gli elettroni dovrebbero possedere.

Il 14 dicembre il professore G. Todesco ha parlato della **realtà fisica delle zone di silenzio.** Dopo avere ricordato le idee oggi generalmente ammesse sulla propagazione delle onde corte (10-70 m), egli ha riferito i risultati delle ricerche eseguite sino dal 1927 da vari sperimentatori allo scopo di fissare come mutano i limiti di estensione delle zone di silenzio al variare della frequenza dell'onda trasmessa e delle condizioni di propagazione.

I risultati ottenuti sono stati graficamente rappresentati in vari modi (« carte di propagazione » del comandante Bureau [1], diagrammi del « National Bureau of Standards » sulla variazione d'ampiezza delle zone di silenzio al variare della frequenza) e servono di guida per prevedere praticamente, a seconda delle stagioni e delle condizioni di luce del percorso, la distanza alla quale l'onda emessa torna sulla superficie terrestre dopo la prima « riflessione » sulle note regioni ionizzate dell'alta atmosfera.

---

[1] R. BUREAU: Cartes de propagation des ondes courtes - Onde Él., 1930, IX, p. 93 e 166.

Da tali grafici si rileva che per onde da 15 a 70 m la zona di silenzio (intervallo fra la portata massima dell'onda diretta e la distanza dal trasmettitore alla quale torna la prima onda riflessa) varia, a seconda delle stagioni e delle condizioni del percorso, da qualche migliaio a qualche centinaio di kilometri (2).

Nell'interno della zona di silenzio la ricezione non dovrebbe essere possibile, almeno con un certo carattere di regolarità, e con una intensità sufficiente alla netta e sicura percezione del segnale.

Esperienze eseguite dall'oratore, in collaborazione col Comitato per la Radiotelegrafia e le Telecomunicazioni del Consiglio Nazionale delle Ricerche, sulle emissioni della stazione radiotrasmittente del Centro Radioelettrico Sperimentale di Torre Chiaruccia, con una frequenza di 20,24 MHz (λ = 14,82 m), hanno mostrato che è tuttavia possibile una ricezione abbastanza regolare e con intensità anche notevole dei segnali sulla lunghezza d'onda anzidetta, nell'interno della zona di silenzio che le compete (60-3000 km, di giorno). Le esperienze sono state eseguite a distanze dal trasmettitore variabili fra 150 e 350 km ed hanno avuto quasi sempre esito positivo. Si è constatato inoltre che l'onda di 14,82 m, contrariamente a quanto risulta dai grafici anzidetti e a quanto è comunemente ammesso nella pratica radiotelegrafica, si propaga bene anche dopo il tramonto del sole ed anzi, in certi casi, con intensità nettamente superiore a quella relativa alla ricezione diurna.

L'interpretazione di questi risultati, nell'àmbito della teoria della rifrazione ionica, non sembra agevole. Nè l'intervento di strati ionizzati bassissimi, la cui esistenza è stata recentemente ammessa da vari autori, sembra poter chiarire in modo completo il meccanismo di tali riflessioni a breve distanza dal trasmettitore. In conclusione va posto in rilievo quanto sia importante raccogliere, su questo argomento, nuovi e numerosi dati sperimentali.

Re.

RICEVITORI.

Come è noto, una delle più gravi difficoltà che si incontrano nelle comunicazioni radio a grande distanza su onde corte è quella dovuta ai vari fenomeni di evanescenza. Allo scopo di eliminare od almeno rendere trascurabile l'effetto dell'evanescenza viene da tempo usato il **sistema di ricezione detto " per diversità ,,** basato appunto sulla diversità che esiste nell'evanescenza di un segnale radio a seconda della sua frequenza portante o della polarizzazione dell'onda elettromagnetica corrispondente, oppure anche a seconda del luogo in cui il segnale venga ricevuto.

Di un complesso ricevente di questo genere dà notizia J. B. Moore nel numero di luglio 1937 della *R.C.A. Rev.* Il sistema, usato con ottimo

(2) Si assumono una potenza irradiata costante di 5 kW ed una intensità minima di ricezione corrispondente ad un campo dell'ordine di 1 μV/m.

risultato pratico, è precisamente del tipo a ricezione « per diversità di luogo », il quale consiste nell'usare alla stazione radioricevente due o più antenne, accordate sulla medesima frequenza ma disposte in differenti località, tra loro separate da una distanza di qualche centinaio di metri.

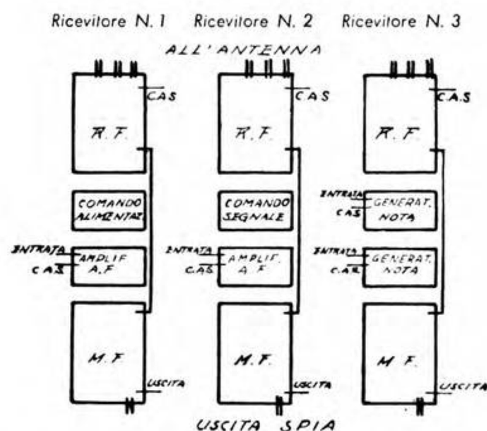


Fig. 1. — Schema di un'apparecchiatura ricevente « per diversità ».

A ciascuna di queste antenne viene collegato un proprio ricevitore ed il segnale utile si ottiene mescolando opportunamente la tensione di uscita dei singoli ricevitori.

È necessario l'uso di ricevitori distinti per evitare l'effetto di sfasamento che si ha tra le tensioni generate nelle varie antenne. Per la stessa ragione nel caso di ricezione telegrafica la nota viene fornita da un generatore locale comandato dalla componente continua del segnale rettificato.

Lo schema del complesso ricevente è dato in fig. 1 ed in fig. 2 è riportato lo schema dei circuiti di media frequenza di un singolo ricevitore.

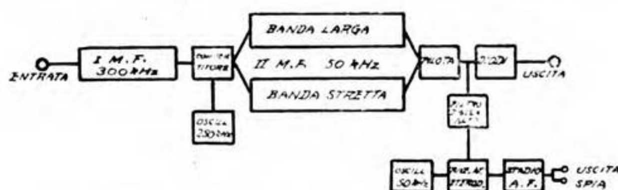


Fig. 2. — Circuito di media frequenza di un singolo ricevitore.

Nel progettare questa apparecchiatura è stato seguito il concetto di stabilire una forte amplificazione a radiofrequenza (più di 70 decibel), essenzialmente per limitare l'effetto della rumorosità interna dovuta al

tubo convertitore. Il minimo segnale d'ingresso ricevibile dipende infatti dall'entità dei disturbi interni dell'apparecchio. La ricezione a supereterodina ha luogo mediante un doppio cambiamento di frequenza, e precisamente si ha una prima media frequenza di 300 kHz allo scopo di raggiungere un rapporto d'immagine sufficientemente elevato (almeno di 1000), ed una seconda media frequenza di 50 kHz, la quale permette di attuare una serie di filtri molto selettivi e rende quindi possibile limitare la banda di frequenza ricevuta sino ad 1 kHz, anche per le frequenze più elevate (24 MHz). L'amplificazione così raggiunta è regolata mediante comando automatico di sensibilità (*C. A. S.*). La rivelazione è ottenuta mediante due diodi collegati in controfase, ed i segnali rettificati vengono mescolati dopo essere stati opportunamente filtrati, poichè ogni residuo di alta frequenza genererebbe fischi di battimento. Segue infine un amplificatore a bassa frequenza, oppure un generatore a frequenza acustica ($400 \div 5000$ Hz), a seconda che l'apparecchio deva funzionare in telefonia oppure in telegrafia.

B. Ce.

TELEVISIONE E TRASMISSIONE DELLE IMMAGINI.

Nel fascicolo del luglio 1937 di *R. C. A. Rev.*, R. M. Morris e R. E. Shelby illustrano alcuni interessanti problemi tecnici presentatisi nel **progetto degli studi per televisione** che fanno parte dei nuovi impianti allestiti dalla R. C. A. nella « Radio City » e destinati ad un servizio pubblico a scopo sperimentale.

L'impianto, costruito sul modello del trasmettitore sperimentale di televisione dei laboratori di Camden, comprende uno studio con tre apparecchiature di presa diretta, ed uno studio con due apparecchiature per la trasmissione di pellicole. Ogni apparecchiatura è completa dei dispositivi per la presa, l'amplificazione, la sincronizzazione e il comando. Quest'ultimo viene effettuato per mezzo di due banchi di manovra completamente indipendenti posti in due cabine adiacenti agli studi.

Il passaggio da un apparecchio di presa all'altro viene effettuato dalla cabina di comando schiacciando un pulsante. Tutta una serie di relè protegge l'impianto da false manovre ed esegue automaticamente le varie operazioni di sostituzione dei circuiti. Una rete telefonica permette il collegamento diretto fra i vari ingegneri e gli operatori in modo da assicurare la continuità del programma.

L. P.

LIBRI E PUBBLICAZIONI

E. PERUCCA. — *Fisica generale e sperimentale*. Volume II: *Ottica, Elettricità e Magnetismo*. — Unione Tipografico-Editrice Torinese, Torino, 1937. — Un volume di XVI-955 pagine, con 964 figure, legato in tela. — Prezzo L. 145.

Questo secondo volume del Corso di Fisica del professore Perucca esce in nuova edizione seguendo il primo a meno di un anno di distanza. Ed anche questa volta l'autore non si è accontentato di ristampare semplicemente l'opera basandosi sul successo oltremodo lusinghiero dell'edizione precedente (premiata dalla Reale Accademia d'Italia), ma l'ha ampliata aumentandone il numero delle pagine di oltre ottanta e quello delle figure di una cinquantina.

È forse superfluo affermare che i numerosi ed eminenti pregi essenziali del libro, già segnalati per l'edizione precedente (1), sono stati conservati ed accresciuti. È evidente che, in una materia ormai classica (vi è appena accennata tutta quella parte che va sotto il nome di « fisica moderna »), non si potevano introdurre molte novità quanto agli argomenti, nè l'autore aveva motivo di variare radicalmente l'esposizione precedente, frutto di matura riflessione e di numerosi anni di pratica nell'insegnamento. Ma appunto le esigenze dell'insegnamento ed il continuo desiderio di mantenersi al corrente e di migliorare, gli hanno suggerito il rimaneggiamento di alcuni capitoli, l'aggiornamento e l'aggiunta di valori numerici, la fusione in uno solo dell'indice per autori e di quello per materie, oltre alle vere e proprie aggiunte al testo.

Queste riguardano ad esempio un cenno sulle superfici catarifrangenti, l'argomento moderno ed assai interessante del microscopio elettronico, le questioni sulla radioattività e sulle pile fotoelettroniche: al quale riguardo sono dovuti al Perucca stesso notevoli contributi originali. Una particolare cura è stata dedicata alle questioni di nomenclatura, per meglio avvicinarsi a quella corrispondenza biunivoca fra parole e concetti che è nell'aspirazione di ogni scienza.

Opere come questa dovrebbero figurare nella biblioteca particolare di quanti operano nel campo delle applicazioni scientifiche, sia per la con-

(1) A. F., 1934, III, p. 365.

sultazione corrente, sia come ottima introduzione a pubblicazioni monografiche od enciclopediche, intese a trattare con maggiore sviluppo determinati argomenti. *P. G.*

***

G. Monti Guarnieri. — *Radioricevitori per l'A. O. I.*
D. Pellegrino. — *Note sulle onde corte.*
G. B. Angeletti. — *Consigli al profano.*
Radio Industria, Milano, 1937. — Tre fascicoli di 24, 36, 36 pagine rispettivamente, con numerose figure. — Prezzi L. 3, 4, 3 rispettivamente.

La Casa Editrice Radio Industria, allo scopo di diffondere i fondamenti della radiotecnica, ha iniziato la pubblicazione di una raccolta di fascicoli, in ognuno dei quali viene trattato in forma facile un argomento di attualità e di interesse generale nel campo delle radiocomunicazioni.

Nel primo fascicolo, accennate le condizioni caratteristiche inerenti al clima e alla situazione geografica dell'Africa Orientale Italiana, per cui si rende oggi possibile soltanto la ricezione con onde corte, ci si sofferma sul problema dell'alimentazione dei ricevitori, e si indicano precauzioni costruttive e dati tecnici per gli apparecchi destinati colà. Sono anche riferite le conclusioni tratte dalle risposte a un questionario in materia di radiofonia coloniale che fu largamente diffuso in A. O. I. fin dall'estate del 1936, per cura del Gruppo I. R. T. C. del Sindacato Fascista Ingegneri delle Province Lombarde d'accordo col Gruppo Costruttori di Apparecchi Radio dell'A. N. I. M. A.

Nel secondo fascicolo, riassunti i principali fenomeni della propagazione delle radioonde, si studiano le caratteristiche dei tubi elettronici per onde corte, si citano i principali inconvenienti nel funzionamento dei radioricevitori e s'indica come eliminarli o per lo meno attenuarli.

Il terzo fascicolo, sotto la forma di consigli ad un profano, espone gli accorgimenti che devono essere presi in considerazione a proposito della scelta, dell'uso e della manutenzione di un moderno apparecchio radioricevente.

La veste tipografica e il materiale illustrativo si presentano bene adatti agli scopi che la collezione di monografie si prefigge. *E. Fa.*

***

O. Groos. — *Einführung in Theorie und Technik der Dezimeterwellen.* Erster Teil: *Die Schwingungserzeugung und ihre Beeinflussung.* — S. Hirzel, Leipzig, 1937. — Un volume di X-188 pagine, con 157 figure. — Prezzo R.M. 8 (legato R.M. 9,50).

Questo volume è il primo di un'opera sulle onde decimetriche e rappresenta una ordinata esposizione della teoria e delle più interessanti esperienze riguardanti la generazione e la modulazione delle onde stesse.

Sia la tecnica, sia la teoria delle microonde sono certo oggi in fase di sviluppo; per tale ragione questa, come ogni altra opera analoga, ha non poche probabilità di diventare presto arretrata. Ma appunto perciò è grande l'interesse di trattazioni consimili, che, riassumendo il lavoro fatto da molti ricercatori, raccolgono i risultati acquisiti, sottolineano le difficoltà, prospettano nuove soluzioni. Esse, permettendo di fare il punto in un dato istante, su un dato problema, sono uno strumento indispensabile e prezioso per la propaganda e la diffusione della teoria e della tecnica.

Lo schema generale del volume è ispirato ad un duplice criterio distintivo; dividere la parte teorica da quella tecnica; distinguere i tre tipi fondamentali di oscillatori: a retroazione, a magnetron, a campo frenante. Si hanno così due capitoli (teoria e tecnica) divisi in tre sezioni ciascuno.

Nella prima sezione (teoria di oscillatori a reazione) il problema del tempo di transito, ovviamente essenziale, è ridotto a uno schema qualitativo molto semplice. È da notare una recisa presa di posizione dell'autore sulla impossibilità di avere oscillazioni « per inversione » alla Hollmann: il ragionamento pare convincente, ma non indiscutibile.

La seconda sezione (teoria di oscillatori a magnetron) è assai più estesa della prima ed è divisa in varie parti, corrispondenti a trattazioni teoriche generali, al comportamento statico, al comportamento dinamico dei tubi a campo magnetico. Degni di nota alcuni chiari riassunti che, alla fine di ogni trattazione teorica, raccolgono qui e nei capitoli successivi in modo efficacissimo le premesse e i risultati.

Alcune parti meritano una speciale segnalazione: ad esempio, per fare l'esposizione del comportamento statico di un tubo polianodico, l'autore si vale di rappresentazioni grafiche del potenziale (in assenza di carica spaziale) calcolate con varie ipotesi (tubo bianodico e quadrianodico, rapporti vari tra la tensione continua e la tensione alternata, e così via), che sono utilissimo completamento di altre già note, e dovrebbero permettere, tra l'altro, una previsione accurata del funzionamento di un magnetron come resistenza negativa statica.

Il problema del comportamento dinamico dei magnetron è notoriamente complesso e recentemente su questa rivista è stato diffusamente recensito (1) un gruppo di tre lavori di Herriger e Hülster che ne trattano in modo molto ampio. L'autore si vale largamente dei loro risultati; e noi non ci soffermiamo perciò sulle conclusioni di questa parte. Notiamo solamente l'uso approfondito della concezione del magnetron come trasformatore abbassatore, allo scopo di illustrare i problemi di adattamento a circuiti con resistenza dinamica scarsa.

La terza ed ultima parte del capitolo riguarda le oscillazioni a campo frenante. Se l'impressione, ormai espressa varie volte nella letteratura tecnica, che questo tipo di oscillatori sia da considerarsi in parte superato, fosse effettivamente corrispondente alla realtà, si potrebbe trovare che l'autore, in proporzione col resto dell'opera, si sia alquanto dilungato

(1) A. F., 1938, VII, p. 61.

su di esse; ma impressioni simili, basate su difficili previsioni, sono sempre discutibili. La trattazione del Groos si riattacca a quelle classiche del Möller e specie a quelle più recenti e complete del Dick. Dal lavoro di questo autore è anzi desunta la massima parte delle deduzioni.

Il secondo capitolo del libro si occupa della parte tecnica. Nella prima sezione si studiano i normali oscillatori « a griglia negativa ». L'analogia con la tecnica usuale delle onde metriche può forse spiegare l'apparente eccessiva brevità di questa parte, ove è tuttavia da rilevare il mancato cenno all'uso di linee risonanti come elementi stabilizzatori di frequenza.

La sezione seguente riguarda la tecnica dei tubi a campo frenante. Essa è svolta in modo più ampio: vi si dà una trattazione semplice e completa dei criteri costruttivi, dei tipi di modulazione possibile, di alcuni artifici di costruzione per la regolazione fine delle caratteristiche del circuito esterno, che, per essere comuni a tutta la tecnica delle onde centimetriche, avrebbero potuto essere ricordati al principio del capitolo.

L'ultima sezione, riguardante i tubi a campo magnetico, è particolarmente da segnalare. La complessa teoria esposta nel primo capitolo è messa a profitto in suggestivi esempi di calcolo pratico. Si utilizzano le formule semplici dedotte da rappresentazioni schematiche, per dare al lettore una raccolta di dati che serviranno certamente a metterlo sulla buona via nei tentativi sperimentali. I vari tipi di magnetron raffreddati ad acqua, proposti nella più recente letteratura, sono oggetto di una trattazione particolarmente curata. I magnetron raffreddati ad aria sono studiati poco diffusamente, anche negli esempi numerici forniti; ma è da notare un interessante tubo di questa categoria, costruito dall'autore, capace di fornire $1 \div 2$ W con 8 cm di lunghezza d'onda. Di tale tubo è comparsa recentemente nella letteratura (²) una diffusa descrizione.

Chiudono il volume un cenno sui metodi di modulazione per assorbimento ed una breve bibliografia, in cui si rileva con piacere che i più notevoli contributi italiani non sono stati dimenticati.

E. F. G.

***

R. Feldtkeller. — *Einführung in die Vierpoltheorie der elektrischen Nachrichtentechnik.* — S. Hirzel, Leipzig, 1937. — Un volume di X-142 pagine, con 85 figure. — Prezzo R.M. 8,80 (legato R.M. 10).

Il volume è il secondo di una collezione che l'editore Hirzel va pubblicando sotto il titolo « Physik und Technik der Gegenwart », e riunisce, secondo uno schema ordinato ed organico, tutti i teoremi e le formule relative ai circuiti elettrici quadripolari.

Dopo una breve introduzione delle grandezze caratteristiche di un quadripolo viene svolta, nei primi capitoli, la teoria elementare dei quadripoli lineari e simmetrici, tra cui interessano, per le semplificazioni

(²) H. F. Techn. u. El. Ak., 1938, LI, p. 37.

matematiche che essi comportano, quelli non dissipativi, costituiti cioè da induttanze e capacità pure. Un capitolo a parte è poi dedicato ai quadripoli lineari ed asimmetrici, ma tali che ad essi sia applicabile il teorema di reciprocità (quindi, per esempio, senza tubi elettronici).

Con un passo ulteriore, eliminando anche la condizione di reciprocità e mantenendo solo quella di linearità (per esempio supponendo che i tubi elettronici lavorino in condizioni di funzionamento lineare), si stabilisce la teoria generale dei quadripoli lineari attivi o passivi, teoria che l'autore svolge applicando il calcolo delle matrici, di cui richiama prima le regole fondamentali. Il libro termina con un capitolo in cui, a titolo di esempio, vengono calcolate le matrici relative a casi più semplici di quadripoli passivi ed attivi.

Tutta la trattazione ha carattere abbastanza elementare e vi si ritrovano facilmente le formule fondamentali che possono servire nelle singole applicazioni specifiche. Frequentemente i risultati ottenuti per via analitica sono illustrati da rappresentazioni e costruzioni geometriche nel piano complesso delle impedenze. Ottima la presentazione tipografica.

G. Ma.

***

A. SCHOCH. — *Die physikalischen und technischen Grundlagen der Schalldämmung im Bauwesens.* — S. Hirzel, Leipzig, 1937. — Un volume di VIII-119 pagine, con 87 figure e numerose tabelle. — Prezzo R.M. 5 (legato R.M. 6,20).

Il titolo del volume illustra assai bene il suo contenuto, che uno sguardo ai capitoli chiarirà ancor più. Il primo capitolo tratta delle caratteristiche delle onde sonore nell'aria e nei corpi solidi e dei fenomeni che ne accompagnano la propagazione; nel secondo si fa una succinta esposizione delle qualità dell'orecchio. Il terzo capitolo contiene una breve notizia dei concetti fondamentali dell'acustica architettonica, con particolare riferimento al coefficiente di assorbimento dei materiali. Il quarto e quinto capitolo si occupano della propagazione dei suoni attraverso fori e piccole aperture, ed attraverso pareti e divisori; l'ultimo in fine studia la propagazione dei suoni e delle vibrazioni nelle strutture.

Se si è così delineato, anche soltanto in modo schematico, il contenuto dell'agile e moderno volume, non si è ancora detto della cura sempre vigile e dell'attenzione precisa che hanno manifestamente presieduto alla redazione di esso.

Notevole cosa ci pare il rigore non mai disgiunto dalla dovuta aderenza all'aspetto pratico delle questioni trattate, il quale fa di questo libro un'opera veramente consigliabile per la lettura e la consultazione. Il contenuto riflette prevalentemente la tecnica tedesca ed in particolare le ricerche effettuate presso l'« Institut für Schwingungsforschung » di Berlino, per quanto non vi manchi accurata notizia anche dei risultati di ricerche effettuate altrove.

Una bibliografia quasi completa conclude il volume, arricchito da numerose belle figure e da interessanti grafici e tabelle. Presentazione tipografica sempre curata, come quella che si è ormai abituati a vedere nelle edizioni di Hirzel. *An. Gi.*

PUBBLICAZIONI RICEVUTE

D. E. RAVALICO. — *La moderna supereterodina* - 3ª edizione. — U. Hoepli, Milano, 1938. — Un volume di XII-390 pagine, con 210 figure e 4 tabelle. — Prezzo L. 20.

D. E. RAVALICO. — *Il radiolibro* - 4ª edizione. — U. Hoepli, Milano, 1938. — Un volume di XXIII-632 pagine, con 263 figure, 263 schemi e 47 tabelle. — Prezzo L. 25.

A. MALAGODI. — *Elettrotecnica.* — L. Cappelli, Bologna, 1938. — Un volume di 310 pagine, con 142 figure. — Prezzo L. 12.

D. E. RAVALICO. — *El radio libro.* — Radio News, Buenos Aires, 1938. — Un volume di 393 pagine, con 285 figure e 7 tabelle. — Senza indicazione di prezzo.

Radiophonie Rurale. Bulletin publié par le Centre International de Radiophonie Rurale. — Anno I, volume I, numero 1, settembre-dicembre 1937. — Roma, via Regina Elena 86. — Un fascicolo di 44 pagine. — Sottoscrizione annua L. 100.

NUOVI APPARECCHI

Amplificatore a due fili stabilizzato.

ELIO BOSSA

Si descrive un nuovo tipo di amplificatore telefonico a due fili, il cui guadagno massimo, nei due sensi di trasmissione, risulta indipendente dai valori delle impedenze presentate dalle linee reali ad esso collegate. Si accenna al principio su cui è basato e se ne dànno i risultati ottenuti in servizio.

1. - Generalità.

L'esercizio di linee telefoniche interurbane presenta sovente il problema dell'amplificazione di circuiti in transito non richiesta permanentemente, ma solo per saltuari periodi di tempo o in determinate occasioni: ad esempio, nel caso di un centro telefonico installato in una stazione climatica o di villeggiatura, o in una sede di diporti invernali. Il medesimo problema, ma con importanza maggiore, e che va sempre più estendendosi, interessa l'equipaggiamento di centri telefonici con amplificatori a due fili, la cui inserzione avvenga per comando a distanza a mezzo di cercatori automatici, ed infine il transito di conversazioni su linee telefoniche collegate automaticamente a posti terminali equipaggiati con apparecchiature ad onde convogliate (1).

L'apparecchiatura di amplificazione deve possedere, nei casi suddetti, i seguenti requisiti:

a) facilità di installazione e semplicità di manutenzione ed alimentazione;

b) stabilità di funzionamento, intendendosi con ciò che il circuito amplificato non divenga sede di autooscillazioni per variazioni di impe-

(1) E. Bossa: Impianti e apparecchiature per trasmissioni a onde convogliate - A.F., 1937, VI, p. 654.
L. A. Zanni: Il servizio telefonico automatico sulle lunghe linee interurbane - A.F., 1932, I, p. 238.

denza dovute alla varia natura e costituzione delle linee che ne fanno parte (²).

Il primo requisito può essere soddisfatto adottando triodi o tubi termoionici alimentati da corrente alternata, con riscaldamento del catodo diretto o indiretto, purchè rimanga nei limiti stabiliti dal C.C.I.F. il rapporto segnale-disturbo, per disturbi derivanti dall'alimentazione.

Per rispondere al secondo requisito è necessario che l'amplificatore possa fornire un guadagno sufficiente per il transito su cui viene inserito, senza autoinneschi di oscillazioni, nè in alta, nè in bassa frequenza; è inoltre necessario che un unico tipo di lineà artificiale equilibratrice possa essere adoperato per qualunque tipo di linea reale da doversi collegare all'amplificatore: ciò per evidenti ragioni di semplificazione di apparecchiature e di installazione.

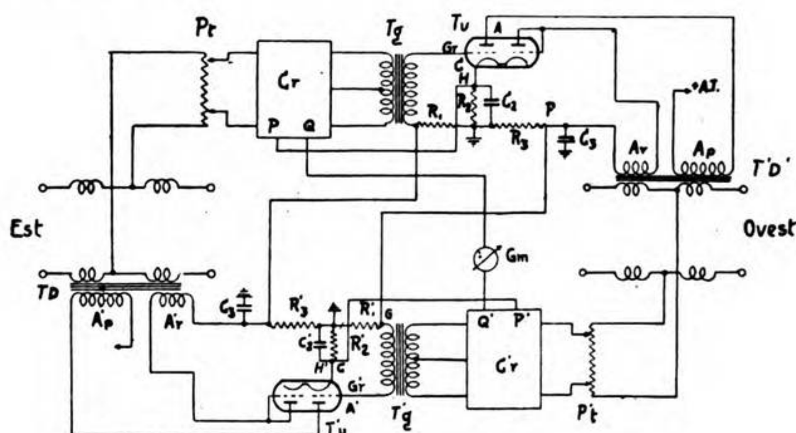


Fig. 1. — Schema dell'amplificatore stabilizzato.

La conoscenza di questo problema e la richiesta fatta da tecnici di varie società telefoniche, ci hanno portato a studiare e attuare un amplificatore telefonico a due fili di tipo stabilizzato che qui descriviamo.

2. - Principio dell'amplificatore.

Il circuito dell'amplificatore (fig. 1), di tipo fondamentalmente uguale a quello adottato dalla Standard per l'amplificatore a due fili 4201 A, presenta le seguenti innovazioni.

(²) La stabilità di un circuito è definita (C.C.I.F.: Libro Bianco, Budapest, 1934, IV, p. 91) dalla relazione:

$$\sigma = e - \frac{e_1 + e_2}{2},$$

dove e è l'equivalente medio dei due circuiti collegati all'amplificatore, e_1 ed e_2 sono gli

a) Nel circuito di griglia di ciascuno dei due sensi di trasmissione e, precisamente, interposto tra il potenziometro regolatore di guadagno ed il trasformatore di griglia, si trova il dispositivo stabilizzatore, rap-

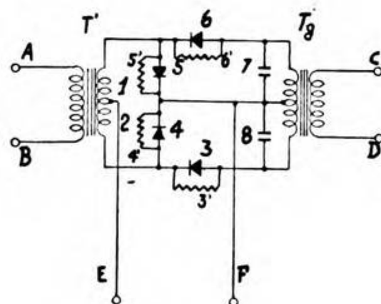


Fig. 2. — Dispositivo di stabilizzazione: schema generale.

presentato con tutti i particolari in fig. 2. Il potenziometro dell'amplificatore è di tipo ad impedenza costante per qualunque passo di regolazione, ed il trasformatore *T'* ha il suo primario ad esso adattato; il secondario del trasformatore è costituito dai due circuiti 1 e 2, bilanciati.

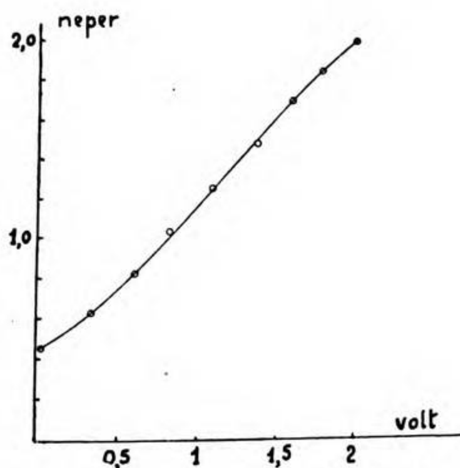


Fig. 3. — Diagramma dell'attenuazione in funzione della tensione applicata ai morsetti *E* ed *F* del dispositivo di fig. 2.

equivalenti di innesco dell'amplificatore nei due sensi di trasmissione. Nel caso in esame il valore σ deve essere considerato come il valor massimo tra quelli ottenuti per i vari circuiti che saranno collegati all'amplificatore.

Analoga costituzione ha il trasformatore T_0, il cui secondario presenta una impedenza di 500 000 ohm per inserzione diretta sulla griglia del triodo amplificatore. I due trasformatori sono collegati fra di loro dai complessi 3, 4, 5 e 6 costituiti da elementi raddrizzatori ad ossido di rame. In fig. 1 T' è compreso nell'indicazione schematica C_r, mentre T_0 appare esplicitamente.

Per il modo con cui sono collegati i raddrizzatori a secco, il complesso costituito dall'esapolo (morsetti di entrata *A B*, morsetti di uscita *C D*, morsetti di regolazione *E F*) presenta diversa attenuazione a seconda che si abbia una corrente di polarizzazione applicata nel senso *E-F*, o nel senso *F-E*: precisando, l'attenuazione del complesso è di valore elevato, quando il morsetto *E* risulta positivo, ha invece il valore minimo, quando il morsetto *E* risulta negativo. La variazione di intensità della corrente di polarizzazione, e quindi la variazione della tensione applicata ai due morsetti, comanda con continuità la variazione di attenuazione del complesso. Nel grafico di fig. 3 sono riportati i valori dell'attenuazione in funzione della tensione applicata ai morsetti *E* ed *F* dell'esapolo.

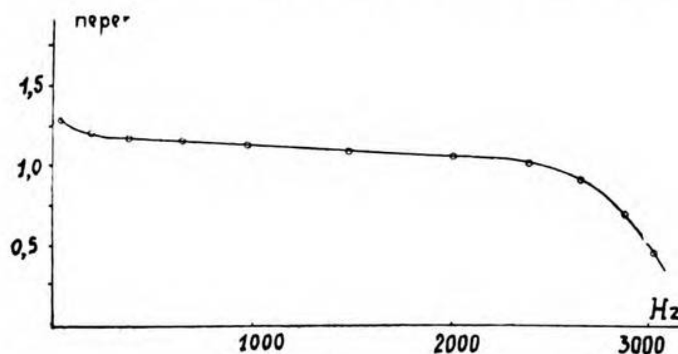


Fig. 4. — Diagramma attenuazione-frequenza del dispositivo stabilizzatore con correttori.

Dal grafico risulta che l'attenuazione può essere portata da un valor minimo di 0,5 neper ad un valore massimo di 1,9 neper. Nell'attuazione pratica di questo circuito si è incontrata una difficoltà abbastanza notevole per poter avere, nella banda di frequenza 300 ÷ 3000 Hz, curve di risposta attenuazione-frequenza e impedenza-frequenza, costanti e del valore voluto per soddisfare alle norme imposte dal C.C.I.F. (3). Sono stati pertanto inseriti circuiti correttori, rappresentati dalle capacità 7 e 8 e dalle resistenze 3', 4', 5', 6'. Nei grafici delle fig. 4 e 5 si riproducono i diagrammi attenuazione-frequenza e impedenza-frequenza del complesso così costituito.

(3) C.C.I.F.: Libro Bianco, Budapest, 1934, III, p. 193.

b) La seconda innovazione è data dal tipo di tubo termoionico adottato e dal secondario del traslatore differenziale. Il tubo è di tipo multiplo con una doppia unità triodo: il circuito di griglia del primo triodo fa capo al secondario del trasformatore T_g ed il suo anodo è collegato all'avvolgimento A_p del traslatore $T'D'$: questo traslatore comporta un avvolgimento sussidiario A_r di cui un capo è collegato al catodo, mentre l'altro è collegato all'anodo del secondo triodo usato come diodo.

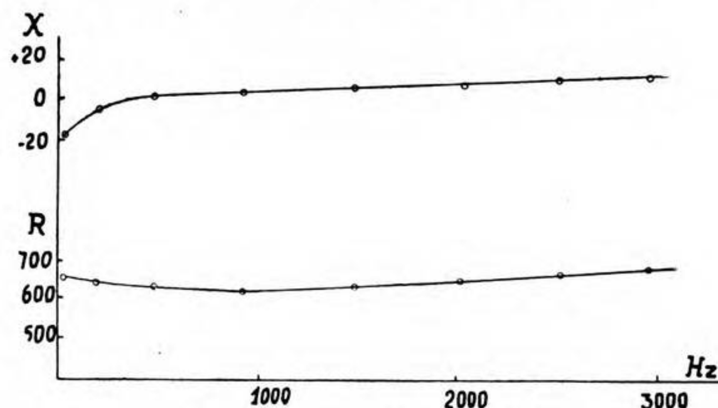


Fig. 5. — Diagramma impedenza-frequenza del dispositivo stabilizzatore con correttori. (I valori delle ordinate — per la componente reale R e per la componente immaginaria X — sono riportati in ohm).

Dall'esame dello schema completo dell'amplificatore (fig. 1) si ricava il principio di funzionamento: la polarizzazione necessaria per il funzionamento della griglia del triodo amplificatore è ottenuta per caduta di tensione attraverso la resistenza R_2 inserita sul ritorno della corrente anodica. A tale tensione base si può apportare una variazione per mezzo della tensione raddrizzata ottenuta ai capi della resistenza R_3, che fa parte del circuito del secondo triodo, costituente un raddrizzatore a caratteristica lineare, alimentato dall'avvolgimento sussidiario A_r del traslatore differenziale.

I valori delle resistenze R_2 e R'_2 sono stabiliti in modo che, in assenza di segnale entrante in ognuno dei due sensi di trasmissione, si abbiano uguali tensioni nei punti H e H', rispetto a massa. Nelle dette condizioni i raddrizzatori non forniscono nessuna tensione ai capi delle resistenze R_3 e R'_3, e nessuna tensione di regolazione risulta applicata ai morsetti P e Q, P' e Q' dei complessi di stabilizzazione C_r e C'_r: questi presentano quindi un'attenuazione che, per il tipo di raddrizzatori a secco adottati e per il valore dei vari elementi, è di circa 1,5 neper: il guadagno dell'amplificatore, per ognuno dei due sensi, è di 0,5 neper.

Se supponiamo un segnale entrante nel senso est-ovest, esso perviene alla griglia del tubo T_u, attraverso il circuito P_t-C_r-T_g: amplificato, deter-

mina una tensione indotta nell'avvolgimento di linea del traslatore $T'D'$ e nell'avvolgimento A_r dello stesso traslatore. Questa tensione, raddrizzata dalla seconda unità del tubo T_u, determina una tensione continua ai capi della resistenza R_3: attraverso il collegamento F-G, tale tensione

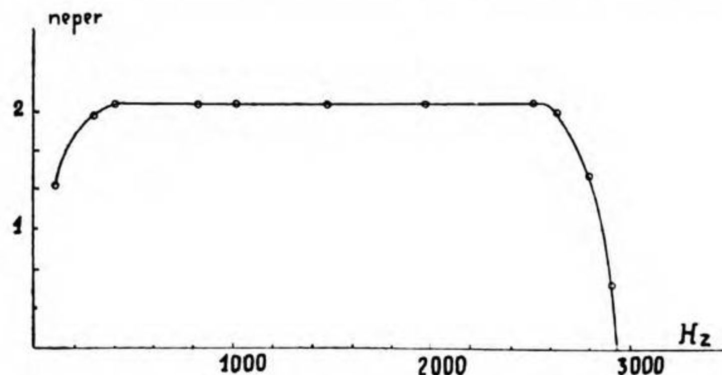


Fig. 6. — Diagramma attenuazione-frequenza dell'amplificatore.

continua contribuisce alla polarizzazione della griglia del tubo T'_u, nel senso di un aumento negativo; varia quindi il valore della corrente anodica di quest'ultimo tubo e conseguentemente la tensione ai capi della

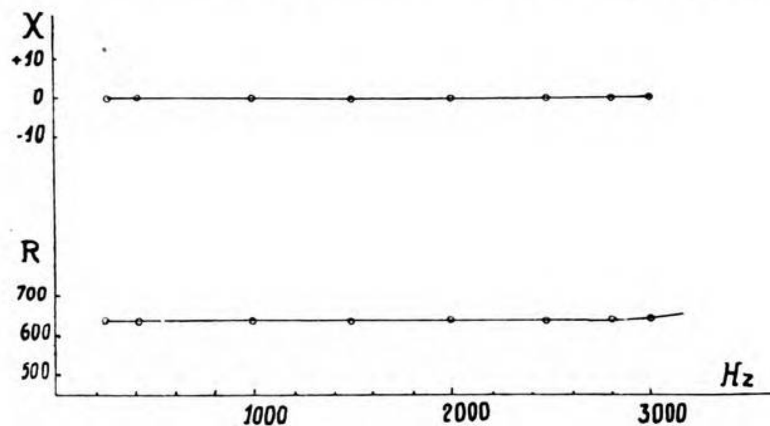


Fig. 7. — Diagramma impedenza-frequenza dell'amplificatore.
(I valori delle ordinate — per la componente reale R e per la componente immaginaria X — sono riportati in ohm).

resistenza catodica R'_2. L'eguaglianza delle tensioni ai punti H e H' non sussiste più, per conseguenza circola una corrente attraverso H-P-Q-G_m-Q'-P'-H'; effetto di essa è una variazione di attenuazione dei due com-

plessi C_r e C'_r nel senso che l'attenuazione di C_r risulta diminuita, mentre viene esaltata quella presentata da C'_r.

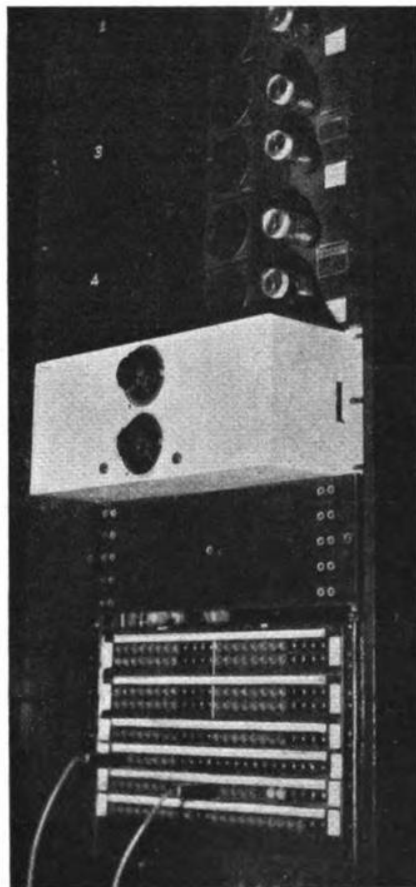


Fig. 8. — Pannello amplificatore montato su telaio di centrale, in servizio.

È ovvio che la variazione di attenuazione è funzione del valore della tensione applicata alla griglia del tubo T_u interessato alla trasmissione nel caso considerato: nel circuito attuato l'attenuazione del complesso C_r viene ridotta fino a 0,5 neper, mentre quella di C'_r viene aumentata fino a 1,9 neper; ne risulta che il guadagno dell'amplificatore è, per il senso di trasmissione, di 2,0 neper, mentre per l'altro senso di 0,1 neper.

È evidente che con queste modalità la stabilità di un circuito telefonico, equipaggiato con un amplificatore di tipo siffatto, risulta aumen-

tata, in quanto può considerarsi solamente efficiente il ramo dell'amplificatore interessato alla trasmissione: l'altro ramo risulta bloccato.

In fig. 6 è riportato il diagramma attenuazione-frequenza dell'amplificatore, ed in fig. 7 la curva impedenza-frequenza, rilevate entrambe con le norme suggerite dal C.C.I.F. e con apparecchiature di misura Standard.

Conseguenza importante del principio adottato nell'attuazione dell'amplificatore, è che la stabilità dell'amplificatore stesso risulta, in limiti abbastanza larghi, indipendente dal tipo di linea reale ad esso collegata e quindi anche dal tipo di linea artificiale adoperata per l'equilibrio: ne deriva la possibilità di usare un sol tipo di linea equilibratrice per svariate combinazioni di linee reali.

3. - Attuazione pratica.

L'amplificatore descritto è montato su un pannello frontale in alluminio avente le dimensioni delle apparecchiature Standard, ed è racchiuso

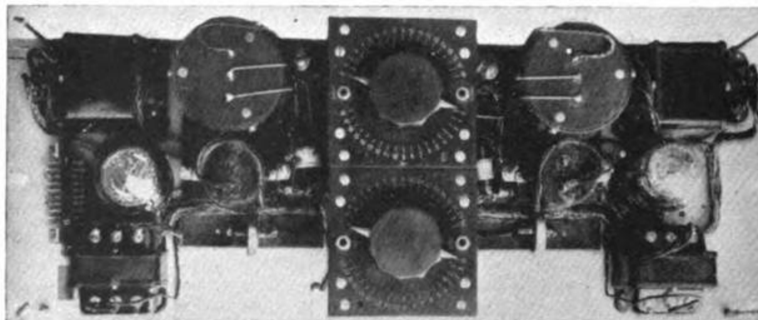


Fig. 9. — Pannello amplificatore senza scatola schermo.

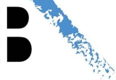
in una scatola schermo, asportabile anteriormente per l'ispezione dei vari organi: nelle due fotografie di fig. 8 e 9 si possono osservare sia il pannello montato, con la sua scatola schermo, su un telaio normale di centrale amplificatrice, sia il pannello con i suoi vari organi. Il complesso alimentatore fa parte di un secondo pannello, identico al primo per dimensioni (480 mm × 180 mm), su cui trovano posto, oltre all'alimentatore, montato anteriormente, le linee artificiali, due relè per segnalazioni di allarme per mancata corrente ad ognuno dei due tubi, ed un complesso di quattro relè per la traslazione di chiamata 16/16 Hz, da usarsi se richiesto. Il gruppo alimentatore può servire contemporaneamente quattro pannelli amplificatori, con un consumo totale, in corrente alternata, di 90 watt. I due pannelli possono essere montati in un unico cofano a forma di valigia facilmente trasportabile, per servire come posto volante di amplificazione.

L'esito delle prove ha confermato come si sia raggiunto lo scopo proposto. L'amplificatore è stato inserito su circuiti costituiti da tratte in

cavo pupinizzato e tratte in linea aerea di filo nudo ed i vari risultati sono esposti nella tabella I. In essa sono anche indicati il tipo di pupinizzazione dei cavi e il materiale delle linee aeree, nonchè, per ciascuna condut-tura, il diametro del conduttore in millimetri.

TABELLA I.

Circuito in transito		Frequenza	Attenuazione del circuito	Equivalente con amplificatore
est	ovest	hertz	neper	neper
		300	2,11	0,37
		500	2,18	0,44
cavo	cavo	800	2,24	0,50
H 177/63	H 177/63	1000	2,29	0,56
1,3 mm	1,3 mm	1400	2,42	0,69
		2000	2,80	1,08
		2400	3,45	1,90
		300	1,85	0,46
		500	1,87	0,47
cavo	cavo	800	1,90	0,50
H 44/25	H 44/25	1000	1,94	0,52
1,3 mm	1,3 mm	1400	2,04	0,61
		2000	2,10	0,66
		2400	2,25	1,05
		300	1,62	0,44
		500	1,65	0,45
cavo	linea aerea	800	1,70	0,50
H 177/63	ferro zincato	1000	1,70	0,51
1,3 mm	3,0 mm	1400	1,75	0,55
		2000	1,82	0,61
		2400	1,97	1,50
	cavo	300	1,60	0,55
	H 177/63	500	1,60	0,50
linea aerea	1,3 mm	800	1,60	0,50
ferro		1000	1,55	0,50
3,0 mm	linea aerea	1400	1,48	0,50
	ferro	2000	1,65	0,57
	2,5 mm	2400	1,80	1,10



L'amplificatore era regolato in modo da ottenersi l'equivalente uguale a 0,50 per ogni tipo di linea; le linee artificiali utilizzate erano sempre dello stesso tipo e con elementi di uguale valore in ogni caso; l'inserzione in transito fu provata varie volte, tenendo anche conto di variazioni di temperatura e condizioni atmosferiche nel caso delle linee aeree.

Le misure di cui si riportano i risultati sono state eseguite sia al momento della messa in servizio, sia dopo una settimana di servizio continuo sulla stessa linea.

Milano, ottobre 1937-XV.

INFORMAZIONI E NOTIZIE

Riunione e visite in Italia del C. C. I. F. — La riunione plenaria di Copenaghen del C. C. I. F. (Comitato Consultivo Internazionale Telefonico), tenuta nel giugno 1936, aveva stabilito che tanto le « Direttive per la protezione delle linee telefoniche contro le perturbazioni induttive » quanto le « Raccomandazioni per la protezione dei cavi sotterranei contro le corrosioni » dovessero essere soggette a revisione e a rifacimenti, per essere aggiornate in modo da corrispondere ad un tempo ai perfezionamenti introdotti sia nella tecnica telefonica sia in quella delle correnti forti, e da tenere conto dei nuovi risultati sperimentali acquisiti.

Fra questi erano particolarmente importanti i risultati relativi ai sistemi di protezione contro l'elettrolisi, sviluppati in Italia. La C. M. I. (Commissione Mista Internazionale per le esperienze relative alla protezione delle linee di telecomunicazione e delle canalizzazioni sotterranee), nella riunione plenaria del 1936, aveva messo in evidenza questi risultati ed espresso il desiderio di rendersi conto, sui luoghi, dei sistemi di protezione, procedendo anche ad opportuni esperimenti di controllo.

Fu perciò organizzato un programma di visite, che si svolsero a Milano, Firenze, Napoli e Roma dal 4 al 9 ottobre 1937, e cui seguirono in Roma le riunioni dei Comitati, dal giorno 11 al 16 per le protezioni contro le corrosioni e dal 18 al 23 per la difesa contro le perturbazioni induttive.

Il ciclo delle visite incominciò a Milano, ove fu primo oggetto di studio il sistema di protezione dei cavi sotterranei adottato dalla S.T.I.P.E.L. (Società Telefonica Interregionale Piemontese e Lombarda), che è un sistema di riduzione a minimo potenziale con drenaggi regolati e giunti isolanti: consiste essenzialmente nell'uso razionale di connessioni della guaina del cavo da proteggere alle rotaie della rete tranviaria e di giunti isolanti cui son disposte in parallelo resistenze opportune, per attuare la condizione che il potenziale della guaina di piombo del cavo sia negativo e continuamente prossimo a quello del suolo. Eliminando così la causa che determina lo scambio di correnti tra cavo e suolo, si elimina anche la causa delle corrosioni elettrolitiche.

Questo sistema richiede per la sua applicazione un controllo preventivo e continuo della differenza di potenziale di punti del cavo rispetto al suolo: lo si ottiene mediante un quadro con vari voltmetri che, con opportune spine e prese di commutazione, possono essere inseriti su diversi paia di conduttori telefonici facenti capo ai punti in cui interessa effettuare il controllo. Una siffatta verifica e sorveglianza a distanza, mediante fili piloti contenuti nei cavi telefonici, dello stato elettrico del sottosuolo può costituire un ausilio prezioso nella lotta contro le correnti vaganti, anche a vantaggio di tutte le altre canalizzazioni interrate, come quelle per il gas e per l'acqua. Questa idea è poi stata sviluppata e discussa nelle riunioni di Roma, ove si è posto in rilievo l'interesse di determinare e aggiornare continuamente, in tal modo, con l'ausilio di fili piloti messi a disposizione dalle reti telefoniche, la « carta elettrica » del sottosuolo delle città.

Alla presenza dei delegati del C. C. I. F. e della C. M. I. venne effettuata una serie di misure per riconoscere l'effetto della connessione di drenaggio, la quale era a tale scopo munita di interruttore e di resistenza variabile. Si constatò che ad interruttore chiuso la differenza di potenziale cavo-suolo variava da — 0,4 a — 0,2 V, cioè si manteneva leggermente negativa, mentre a interruttore aperto diveniva + 1,2 e + 1,4 V, cioè alquanto positiva con pericolo evidente di corrosione. La intensità della corrente drenata era di 15 A. Per dimostrare che la resistenza inserita nella connessione di drenaggio ha pure la sua importanza, essa è stata eliminata in una prima misura formando un drenaggio diretto, ed aumentata invece in una seconda misura in modo da renderla superiore al valore ottimo scelto dopo opportune ricerche. Nel primo caso la guaina del cavo diveniva fortemente negativa rispetto al suolo (— 1,2 V) e costituiva perciò un pericolo per eventuali canalizzazioni vicine, nel secondo caso diveniva positiva (+ 0,3 V) e dava luogo al timore del processo della corrosione. La differenza di potenziale del cavo rispetto alla rotaia diveniva poi fortemente positiva (+ 4 V) e si rendeva così probabile un ulteriore aumento del potenziale rispetto al suolo e sicura la corrosione.

Le dimostrazioni sperimentali furono accompagnate dalla presentazione di modelli dei giunti isolanti e della serie di diagrammi rappresentanti l'andamento giornaliero dei potenziali dei tratti in osservazione.

Un sistema analogo a quello descritto è stato presentato dall'Istituto Sperimentale delle Comunicazioni, con lo scopo di proteggere contro le corrosioni elettrolitiche le tubazioni della posta pneumatica, la cui ermeticità era gravemente compromessa dalle corrosioni dovute alle correnti vaganti. L'applicazione nel caso di Milano presenta un particolare interesse, poichè ivi si ha la coesistenza di diverse canalizzazioni, e cioè di cavi telefonici e di tubazioni di posta pneumatica, protetti simultaneamente con mezzi analoghi.

Nella presentazione, per opera della S. I. R. T. I. (Società Italiana Reti Telefoniche Interurbane), dei sistemi di protezione adoperati nella rete nazionale dei Telefoni dello Stato e dei risultati ottenuti, meritano

speciale menzione i dispositivi automatici contro le inversioni e contro l'eccesso di corrente, da inserire nelle connessioni di drenaggio. Tali dispositivi si rendono necessari per il regolare funzionamento del sistema e, data la loro installazione in luoghi umidi e raramente ispezionati, debbono essere di funzionamento sicuro e protetti contro le azioni delle intemperie.

In una visita agli Stabilimenti Pirelli della Bicocca, i partecipanti alla riunione poterono assistere alla fabbricazione dei cavi telefonici con protezione speciale contro la elettrolisi, adoperati in larga misura lungo le ferrovie elettrificate a corrente continua della rete italiana. La protezione di questi cavi è ottenuta mediante due guaine di piombo separate da uno strato di gomma vulcanizzata; la guaina esterna è sezionata a brevi intervalli (50 m) mediante un procedimento brevettato, atto a mantenere la normale flessibilità al cavo, che altrimenti, nel punto del taglio della guaina, avrebbe tendenza a piegarsi ad angolo troppo acuto e quindi a rompersi. Con questo sistema la guaina interna di piombo, protetta con strati di carta e di juta bitumata, è isolata rispetto al terreno, cosicchè le correnti vaganti non possono entrarvi; nella guaina esterna, data la breve lunghezza dei tronchi, non si possono manifestare tensioni sufficienti a produrre fenomeni elettrolitici. La guaina interna serve anche quale schermo protettore contro le perturbazioni induttive.

Durante il viaggio da Milano, lungo la direttissima Bologna-Roma, i delegati ebbero agio di esaminare, nella stazione di Firenze, gli accessori per le giunzioni, le derivazioni, i sezionamenti e la pupinizzazione, studiati dalla S. I. R. T. I. per i cavi a doppia guaina di piombo: accessori, il cui studio ha richiesto la soluzione di problemi elettrici e meccanici non facili. Tutto il complesso di conoscenze tecniche e sperimentali, raccolte in questi impianti, fu poi particolarmente tenuto presente nelle riunioni di Roma, quando si discussero le raccomandazioni per la protezione dei cavi sotterranei contro la elettrolisi.

A Napoli, ove si è costituito un centro di studi sui fenomeni della corrosione, cui partecipano i Laboratori di Elettrochimica della R. Università, l'Azienda Autonoma dei Tram e la Società Esercizi Telefonici, una prima visita fu compiuta al Laboratorio di Elettrochimica della Facoltà di Ingegneria. Venne presentato il modello (costituito da vasche contenenti soluzioni di conducibilità determinata, in cui s'immergono i conduttori) per lo studio del funzionamento dei drenaggi, soprattutto per quanto riguarda l'azione sulle canalizzazioni prossime al cavo drenato; e furono illustrati i diversi metodi di misura usati dal centro per lo studio delle correnti vaganti. Di particolare interesse riuscì quello per la determinazione delle variazioni di corrente, per uscita o per entrata, entro un tratto di rotaia o di cavo. Questo metodo, che è fondato sul principio del ponte doppio e che consente di osservare la differenza tra i valori della corrente in diversi punti del conduttore in modo rapido e semplice, mentre i metodi proposti finora, più complessi, richiedono letture contemporanee di apparecchi diversi, è stato adottato dal C. C. I. F.

Esperienze in luogo furono destinate a far constatare l'efficacia dei drenaggi per la protezione dei cavi telefonici, secondo i metodi adoperati dalla S. E. T.: sono drenaggi con resistenze regolate e munite di rettificatori ad ossido di rame, in modo da impedire la inversione della corrente nei collegamenti; non vengono usati giunti isolanti bilanciati, anche a causa della grande umidità delle camerette sotterranee. Furono poi presentati i veicoli automotori attrezzati per le misure in posto e per le ricerche sulla rete dei cavi sotterranei.

L'Azienda Autonoma dei Tram mostrò la speciale vettura tranviaria apprestata per il controllo della conducibilità dei giunti delle rotaie: essa consente di verificare circa 400 giunti per notte e costituisce un mezzo molto utile per la buona conservazione della rete, soprattutto agli effetti della protezione contro la generazione di correnti vaganti.

La serie delle visite venne chiusa in Roma, con la ispezione di nuovi tipi di canalizzazioni sotterranee adottati dalla TETI (Società Telefonica Tirrena), fra i quali riuscì particolarmente interessante quello nuovo a rulli. Esso è costituito da un cunicolo con le pareti di cemento armato monolitico, nel quale sono fissati a distanza conveniente (da 70 a 100 cm) perni di acciaio inossidabile, sui quali ruotano, folli, rulli isolanti di porcellana, di gres o di vetro. I cavi vengono tirati con facilità su questi rulli e non soltanto non subiscono danni da una siffatta posa in opera, ma possono anche essere in pezzature molto lunghe con conseguente riduzione del numero delle camerette e delle giunzioni. I rulli costituiscono un buon isolamento, per modo che le guaine dei cavi sono protette contro le correnti vaganti e possono finanche servire come un sistema conduttore isolato, per stabilire circuiti di segnalazione o di illuminazione elettrica delle camerette: misure eseguite su tratti di canalizzazione hanno mostrato isolamenti dell'ordine di 40 000 Ω/km. Dal punto di vista della spesa, si ritiene che questo nuovo tipo di canalizzazione abbia costo inferiore a quello degli altri tipi usati, poichè richiede minore larghezza di scavo, minore numero di camerette e minore spesa per il tiro e per il ricupero dei cavi.

e. s.

***

Attività del Centro Volpi di Elettrologia. — Il Centro Volpi di Elettrologia, fondato recentemente in Venezia con sede nel Palazzo Vendramin (1), annuncia la prossima uscita del primo fascicolo di un bollettino in tre lingue (francese, inglese, tedesco), da inviare ai centri di cultura scientifici esteri, con le recensioni — in forma di schede facilmente classificabili — di tutti i lavori italiani in corso di pubblicazione nel campo dell'elettrologia: campo di per sè assai vasto e che lo diviene ancor più per il programma di comprendervi tutto ciò che rientra nelle discipline elettriche.

(1) A. F., 1937, VI, p. 706.

Per ridurre al minimo possibile il ritardo nell'uscita delle recensioni dopo la comparsa dei lavori originali, il Centro invita gli autori a inviare direttamente, per ogni articolo che stiano per pubblicare, un riassunto: il quale non superi le 350 parole ma dia, per quanto conciso, un'idea esatta dell'oggetto di cui tratta il lavoro, dei metodi d'indagine adoperati e dei risultati raggiunti. Sarebbe inoltre gradito, per evitare inesatte interpretazioni del pensiero dell'autore, che il riassunto italiano venisse accompagnato dalle traduzioni — o almeno da abbozzi di traduzione — nelle lingue straniere.

Il bollettino conterrà anche qualche recensione più diffusa di articoli o gruppi di articoli, che si presentino come particolarmente interessanti. Sarà questo un ulteriore mezzo perchè esso divenga sempre più efficace tramite di irradiazione verso l'estero delle notizie circa il lavoro scientifico e tecnico italiano nel campo dell'elettrologia. *Re.*

***

Comitato Tecnico Intercorporativo della Radio. — Con una sua memoria del 18 febbraio 1936-XIV, la Federazione Nazionale Fascista dei Commercianti di Ferro, Metalli e Macchine, che inquadra anche il commercio radio, prospettava alla Confederazione del Commercio il problema della situazione della radio in rapporto allo Stato corporativo, chiedendo che fosse proposto alla Corporazione della Metallurgia e della Meccanica d'istituire un comitato intercorporativo della radio, che raccogliesse tutte le forze che se ne interessano.

La proposta, portata alla seduta del 23 aprile 1937-XV della Corporazione della Metallurgia e della Meccanica, fu approvata e il Comitato Tecnico Intercorporativo della Radio tenne la sua prima seduta il 5 gennaio 1938-XVI.

Nel Comitato sono rappresentati il Partito Nazionale Fascista, i Ministeri delle Corporazioni, delle Comunicazioni, delle Finanze, della Cultura Popolare e quelli delle Forze Armate, il Commissariato Generale per le Fabbricazioni di Guerra, le Corporazioni della Metallurgia e della Meccanica, dello Spettacolo e delle Comunicazioni Interne, compresi i delegati delle categorie che ad esse fanno capo, e finalmente le varie Confederazioni competenti sia dei datori di lavoro, sia dei prestatori d'opera.

Nella prima seduta il Comitato fece il programma dei suoi lavori, suddividendosi in tre commissioni: una per lo sviluppo e la diffusione della radiofonia, una per la disciplina dei rapporti fra industria e commercio e una per il coordinamento.

La prima commissione si riunì il 5 febbraio, il 3 e il 4 marzo e giunse a conclusioni di indole pratica e costruttiva nel campo della eliminazione dei disturbi alle radioaudizioni, sia nei riguardi dei grandi disturbi prodotti da tranvie, centrali convertitrici, linee telegrafiche, sia in quello dei disturbi prodotti da apparecchi ed impianti elettrici industriali, domestici e medicali, esaminando anche il problema delle installazioni razio-

nali di antenne riceventi, che è connesso con quello della schermatura dei ricevitori.

Nel campo dei prezzi e dei tipi dei ricevitori radiofonici definì l'orientamento verso la qualità elevata degli apparecchi, richiesta dal gusto artistico del nostro pubblico e dal numero e dalla potenza crescenti delle stazioni di emissione, riconoscendo l'aiuto che la vendita a rate può offrire alle possibilità dell'acquisto.

Discusse anche di tasse radiofoniche, di canoni di abbonamento e di costo dell'energia necessaria all'alimentazione dei ricevitori. Espresse il voto che le licenze di costruzione, di riparazione e di vendita di apparecchi e materiali radioelettrici siano separate fra loro e che sia data facoltà al Ministero delle Comunicazioni, di concerto col Ministero delle Corporazioni, di delimitarne il campo d'azione e di fissare i criteri generali che dovranno presiedere alla loro concessione.

La seconda commissione tenne la sua unica seduta il 3 febbraio e propose le basi di un accordo economico da stipularsi, sotto gli auspici delle Confederazioni competenti, fra le due Federazioni del Commercio e dell'Industria e da approvarsi dalla Corporazione. Propose in particolare che la produzione degli apparecchi ed accessori radio sia venduta al pubblico solo attraverso l'organizzazione commerciale, accompagnando la proposta stessa con una clausola per la quale verrà diminuito il margine commerciale, così da consentire una riduzione di prezzi.

La terza commissione si riunì il 7 febbraio e il 4 marzo e, tenuto conto che l'autarchia dei prodotti finiti è raggiunta in questo settore al 95 % e che il 5 % di importazione è determinato più dagli obblighi imposti dai trattati di commercio che da necessità tecniche, concluse che la nazione ha la capacità, con la organizzazione attuale, di produrre il 100 % del fabbisogno interno delle apparecchiature radio.

Restano tuttavia due punti da mettere in rilievo: quello della necessità di importare certe materie prime, che costituiscono il 10 e il 15 % del valore dei prodotti finiti, e quello della necessità di assicurare la capacità di produrre il 100 % del fabbisogno anche in un domani che prescinda dall'organizzazione attuale, in forza della quale lo Stato e certe imprese private posseggono il diritto di utilizzare un gruppo importante di brevetti esteri senza una congrua contropartita di brevetti nazionali utilizzati all'estero.

Per la soluzione di questo problema, mentre nel campo più strettamente scientifico continua l'opera dei nostri vari laboratori e istituti di ricerca, si tratta ancora di promuovere e di coordinare quel complesso di ricerche di perfezionamenti tecnici che si determinano nell'industria in forza delle richieste imperiose dell'esercizio, nel cotidiano lavoro di produzione e di utilizzazione. Lo studio di tale questione è affidato ad una commissione speciale, sotto la presidenza di S. E. Pession.

M. C.



Vol. VII - N. 4 Aprile 1938-XVI

ALTA FREQUENZA

SOMMAIRE



Vol. VII - N. 4 Aprile 1938-XVI

ALTA FREQUENZA

CONTENTS

Vol. VII - N. 4 Aprile 1938-XVI

ALTA FREQUENZA

INHALT

Nachdem die verschiedenen Arten des elektrischen Fernmeldewesens aufgezählt, und die Notwendigkeit eines Netzes von Metalleitungen erwähnt wurden, weist Verf. auf die verschiedenen Probleme hin, die die Herstellung und die Ueberwachung dieses Netzes betreffen. Man führt die allgemeinen Gesetze der elektrischen Uebertragung über die Fernverkehrsleitungen sowie die allgemeinen Prüfmethoden an, die die Uebertragungsgüte zu beurteilen erlauben. Als Beispiel schildert man die verschiedenen Versuchsreihen die im S. F. E. R. T. Laboratorium durchgeführt wurden. Man beschreibt endlich die zwischenstaatliche Organisation des elektrischen Fernmeldewesens.

Man beschreibt ein Verfahren zur Messung kleiner elektrischer Kapazitäten mit der Netzfrequenz.

Die Messung wird durch Substitution ausgeführt und beruht auf der Anwendung eines kapazitiven Spannungsteilers, der mit den Interelektrodenräumen einer Elektronenröhre parallel geschaltet ist; sie kann leicht und schnell vorgenommen werden, wie die unbekannte Kapazität auch immer gestaltet sei: feste oder variable Kondensatoren, Eigenkapazität von im Hinblick auf niedrige Verluste abgeschirmten Kabeln, Kapazität von bestimmten Teilen eines Kreises gegen andere oder gegen die Erde, u. s. w.

Der Messbereich kann sich von einem Mikromikrofarad bis zu einigen tausend Mikromikrofarad mit einer mittleren Genauigkeit von etwa 2 % erstrecken.

ING. R. SAN NICOLÒ, *Direttore responsabile*

7460 - A.P.E. - Arti Poligrafiche Editrici - TORINO, Via Menabrea 9

PUBBLICAZIONI DELL' A. E. I.

L'ELETTROTECNICA - Periodico quindicinale.
Giornale ed atti dell'A. E. I. (si pubblica il 10 e il 25 di ogni mese).

Annate arretrate	cad.	L. 100,—
Abbonamento: per il regno		» 120,—
per l'estero		» 180,—
Un numero separato: per il Regno		» 6,—
per l'Estero		» 8 —

ALTA FREQUENZA - Periodico mensile.
Rivista di Radiotecnica, Telefonia e Acustica applicata.

Annata 1932		L. 30,—
Annate 1933-34-35-36-37	cad.	» 40,—
Abbonamento 1938		» 50,—
	per i Soci AEI e SIF	» 40,—
Un numero separato		» 6,—

ANNUARIO A. E. I. - N. 1 (Gennaio) - Elenco Soci - Pubblicazioni . Prezzo L. 3,— gratis ai Soci
N. 2 (Luglio) - Repertorio Elettrotecnico - Variazioni al N. 1 . Prezzo L. 3,— gratis ai Soci

NORME DEL C. E. I.

Norme Lampade Elettriche - Linee aeree (Cap. III Norme impianti)	Prezzo	L. 3,—
	per i Soci	» 2,—
Norme Cavi isolati in carta - Conduttori isolati in gomma - Conduttori in rame nudo - Contatori monofasi - Impianti elettromedicali - Impianti teatri - Interruttori - Isolatori in porcellana - Isolatori in vetro - Linee aeree di contatto - Motori primi idraulici - Motori trazione - Olii - Protezione radioaudizioni - Raddrizzatori a vapori di mercurio - Trasformatori di misura - Tubi elettronici	Prezzo di ciascun fascicolo	L. 4,50
	per i Soci	» 3,—
Norme Impianti Elettrici		» 6,—
	per i Soci	» 4,—
Norme Macchine Elettriche - Impianti di bordo	Prezzo di ciascun fascicolo	L. 9,—
	per i Soci	» 6,—

Raccolta completa Norme sconto del 10% sui prezzi esposti.

STATISTICA DEGLI IMPIANTI ELETTRICI IN ITALIA.

Vol. I. - Dati elettrotecnici sulle distribuzioni di energia elettrica nei Comuni, Impero e Colonie d'Italia (IV edizione)		L. 9.—
Vol. II. - Elenco delle Centrali di produzione di energia elettrica	Prezzo ridotto	» 100,—
	per i Soci	» 60,—

RENDICONTI DELLE RIUNIONI ANNUALI.
Prima Serie (Estratti della Rivista « L'Elettrotecnica »):
Vol. I. 1922 - Milano: **Produzione e distribuzione dell'energia elettrica.**
Vol. II. 1923 - Venezia: **Applicazioni dell'energia elettrica.**
Vol. III. 1924 - La Spezia: **La illuminazione elettrica e l'inerente distribuzione dell'energia.**
Vol. IV. 1925 - Napoli: I. **Conversioni di forma dell'energia elettrica.** - II. **Mezzi per assicurare la continuità del servizio degli impianti elettrici.**
Vol. V. 1926 - Brescia: (esaurito).
Vol. VI. 1927 - Como: (esaurito).

Prezzo dei Volumi della Prima Serie		L. 30,—
	per i Soci	L. 10,—

Nuova Serie (non pubblicati sulla Rivista « L'Elettrotecnica »):

Vol. I. 1928 - Genova: I. **Trazione elettrica ferroviaria e tranviaria.** - II. **Propulsione elettrica navale**		L. 60,—
	per i Soci	» 32,—
Vol. II 1929 - Pescara-Francavilla a Mare: I. **Elettroagricoltura.** - II. **Elettrotermica.** - III. **Elettrochimica**		» 55,—
	per i Soci	» 32,—
Vol. III. 1930 - Trieste: (esaurito).		
Vol. IV. 1931 - Perugia: **Sottostazioni di trasformazione di energia elettrica**		» 75,—
	per i Soci	» 32,—
Vol. V. 1932 - Firenze: I. **Correnti joniche ed elettroniche. Nuove applicazioni industriali.** - **Applicazioni elettroagricole (Diagrammi di consumo)**		» 60,—
	per i Soci	» 32,—
Vol. VI. 1933 - Sorrento: **Materiali impiegati nelle costruzioni ed applicazioni elettriche**		» 40,—
	per i Soci	» 32,—
Vol. VII. 1934 - Gardone: **Perturbazioni nel funzionamento degli Impianti Elettrici**		» 40,—
	per i Soci	» 32,—
Vol. VIII. 1935 - Santa Margherita Ligure: **Misure** (in 3 fascicoli) opera completa		» 45,—
	per i Soci	» 32,—
Per fascicolo separato		» 20,—
	per i Soci	» 15,—
Vol. IX. 1936 - Roma: **Radioricevitori. Comunicazioni su filo - Centrali idroelettriche**		» 75,—
	per i Soci	» 60,—



Per acquisti rivolgersi all' **Ufficio Centrale dell'A. E. I.**
Via S. Paolo, 10 — MILANO (2/2)
I VERSAMENTI possono essere eseguiti a mezzo posta giro al N. 3/1189 su Milano

Vol. VII - N. 5 (PUBBLICAZIONE MENSILE) MAGGIO 1938 - XVI

ALTA FREQUENZA

RIVISTA DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

SOTTO IL PATROCINIO

DEL CONSIGLIO NAZIONALE DELLE RICERCHE
DELL'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
DELLA SOCIETÀ ITALIANA DI FISICA



ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
MILANO (2/2) - VIA SAN PAOLO, N. 10

SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE

VOL. VII MAGGIO 1938-XVI N. 5

ALTA FREQUENZA

RIVISTA DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

Edita dall'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
Redazione: Torino (116), Corso Massimo d'Azeglio, 42. *Amministrazione:* Milano (2/2), Via S. Paolo, 10. *Ufficio Pubblicità:* Milano (2/2), Via S. Paolo, 10.

È gradita la collaborazione dei lettori. Gli scritti dei singoli Autori non impegnano la Redazione e quelli della Redazione non impegnano il Comitato Direttivo. I manoscritti non si restituiscono.

ABBONAMENTO ANNUO . . . L. 50
PER I SOCI A.E.I. O S.I.F. » 40
UN NUMERO SEPARATO . . » 6

ANNATE ARRETRATE (FINCHÈ DISPONIBILI)
I (1932) L. 30; II (1933), III (1934),
IV (1935), V (1936), VI (1937) L. 40 CIASCUNA

SOMMARIO

Résumés en langue française
English summaries
Summarische Uebersichten in deutscher Sprache

Vol. VII Maggio 1938-XVI N. 5

ALTA FREQUENZA

Ottica elettronica.

Già alla fine del secolo scorso si conosceva la possibilità di modificare le traiettorie di elettroni in movimento mediante campi elettrici o magnetici ed erano note alcune proprietà « ottiche » dei fasci di elettroni: è tipica l'esperienza dell'effetto d'ombra con i raggi catodici. Ma è da poco più di una ventina di anni, che si è pensato ad una più stretta analogia tra le leggi che governano il movimento di elettroni, attraversanti campi elettrici e magnetici, e quelle cui obbediscono raggi luminosi, attraversanti mezzi con diverso indice di rifrazione. Tale analogia si è presentata così completa e perfetta, sia con l'ottica geometrica sia con quella fisica, che il nuovo ramo di scienza, cui appunto si è dato il nome di ottica elettronica, ha potuto svilupparsi con estrema rapidità ed ha permesso di raggiungere risultati pratici di una portata veramente notevole, in un campo di applicazione che sempre più va estendendosi.

Nel presente fascicolo è pubblicato appunto un articolo riassuntivo sui fondamenti teorici dell'ottica elettronica, compilato dall'ingegnere SARTORI; esso non vuol essere un tipico articolo di volgarizzazione, ma consentirà certamente a molti dei nostri lettori di formarsi un concetto esatto su questa materia, presupponendo soltanto per ciò le normali conoscenze dell'ottica geometrica. Nello stesso tempo lo scritto riuscirà veramente utile anche a chi volesse avviarsi ad una maggiore conoscenza di tali questioni, iniziandolo alla lettura della voluminosa e non piana letteratura specifica.

La nuova tecnica delle trasmissioni su filo.

La nostra rivista ha già avuto occasione di segnalare la profonda evoluzione e i notevoli progressi, che va compiendo la telefonia a grande

distanza in questi anni, ed ha ampiamente documentato la larga messe di studi che stanno alla base di tale evoluzione, particolarmente quelli che si riferiscono all'uso dei cavi coassiali e dei sistemi di trasmissione ad amplissima gamma di frequenze. Studi che a tutta prima avrebbero potuto sembrare in qualche modo estranei a questo campo, come quelli su certi materiali, su certi sistemi di amplificazione, su certi filtri, trovano invece qui la loro più vasta applicazione.

In senso di larga approssimazione, si potrebbe dire che la moderna telefonia su filo applica i concetti e i sistemi delle radiotrasmissioni: si parla, non solo di frequenze portanti dell'ordine del megahertz, ma anche di doppio o triplo cambiamento di frequenza, di curve di fedeltà, di problemi di riparto della gamma di frequenze (stabilità di frequenza, interferenze) non meno delicati di quelli dell'analogo riparto fra le radiostazioni.

Sotto certi aspetti, i problemi della trasmissione su filo sono anche più vasti e difficili di quelli della trasmissione senza filo, poichè riguardano gamme di frequenza molto più vaste e rapporti di amplificazione molto più alti: si tratta di modulazione e trasmissione di bande di centinaia di kilohertz di ampiezza, si impongono condizioni di stabilità e di limitata distorsione nonostante la presenza di centinaia di stadi di amplificazione in serie, cioè di rapporti totali di tensione che si esprimono con elevate potenze del 10, e ottenuti per di più con i vari stadi di amplificazione situati a decine di kilometri di distanza l'uno dall'altro, anzichè in un solo apparecchio. E si noti che variazioni di temperatura anche di pochi gradi hanno conseguenze tali che, se non fossero compensate, produrrebbero variazioni del « volume » di parecchie decine di decibel; e che l'eliminazione dei « rumori di fondo » prodotti dall'agitazione termica degli elettroni nei conduttori ha un'importanza dominante, non minore di quella dell'eliminazione dei disturbi prodotti dagli accoppiamenti fra i circuiti dei cavi o degli apparecchi.

Soltanto nel campo della televisione si presentano problemi analoghi; ed infatti la telefonia multipla ad ampia gamma di frequenze e la televisione applicano — per quanto riguarda la trasmissione e l'amplificazione — mezzi e sistemi simili o identici, frutto dello stesso genere di ricerche e in parte degli stessi laboratori. Non è dunque senza ragione e significato, che oggi l'industria telefonica, nel fiore del suo sviluppo, sostenga (come fa da parte sua quella radiofonica) i primi passi della televisione, fornendo ad essa di buon grado le vie per una futura larga diffusione.

L'articolo dell'ingegnere MAROCCHI che pubblichiamo in questo fascicolo, senza occuparsi specificatamente di tali problemi, dà una rapida, ma abbastanza completa informazione delle presenti attuazioni (in parte ancora allo stato di esperimento o di progetto) della nuova tecnica delle trasmissioni su filo. Il problema di quelle attuazioni coinvolge fra l'altro grandi interessi finanziari e importanti questioni di organizzazione e di normalizzazione.

L'aspetto più caratteristico della nuova tecnica è dato dall'uso del circuito coassiale, oggetto oggi di tanti importanti studi teorici e pratici; ma anche la trasmissione sui ben noti circuiti bifilari del classico cavo telefonico isolato con carta ed aria assume aspetti nuovi, con l'abolizione delle bobine Pupin e l'introduzione della telefonia multipla con frequenze portanti, che arrivano a parecchie decine di kilohertz.

Un aspetto particolare, e non meno interessante, è presentato infine dall'uso sempre più vasto dei cavi sottomarini di tipo coassiale per telefonia e telegrafia a frequenze portanti, tipo di cavo che è insostituibile in certe condizioni di distanza e di profondità marina, ma che risulta vantaggioso anche in casi in cui altri tipi potrebbero essere — o sono stati effettivamente altre volte — adoperati.

Perdite per riflessione in trasmissioni telefoniche.

La teoria dei circuiti elettrici si è così largamente sviluppata e lo sforzo per arrivare ad eleganti generalizzazioni è così vario e molteplice, che non è a stupire, se qualche svista e qualche equivoco si siano prodotti in tale campo di studi. L'ingegnere FERRARI-TONIOLO mette in rilievo uno di tali equivoci, assai istruttivo, perchè derivato da una confusione tutt'altro che rara fra considerazioni di carattere energetico e considerazioni di ben diversa natura sul comportamento dei circuiti a corrente alternata a regime. L'osservazione si riferisce particolarmente ai fenomeni di riflessione nelle trasmissioni elettriche, fenomeni che taluno ha voluto mettere in troppo stretto rapporto con considerazioni relative alla potenza apparente trasmessa.

LA REDAZIONE.

I FONDAMENTI TEORICI DELL'OTTICA ELETTRONICA

RINALDO SARTORI

Sulla base dell'analogia tra il principio di Fermat e quello di Hamilton è possibile stabilire una teoria del movimento di corpuscoli elettrici in campi elettrostatici e magnetostatici, formalmente identica a quella dell'ottica geometrica. Si espongono i principi fondamentali e le proprietà caratteristiche dei sistemi ottico-elettronici elettrici, magnetici ed elettromagnetici. Viene poi tracciata in particolare la teoria delle aberrazioni.

Analogia ottico-elettronica.

1. - Si consideri un elettrone di carica $-e$ e di massa m, e si supponga che esso si muova in un campo elettrostatico, il cui potenziale sia $\varphi = \varphi(x, y, z)$. Si suppongano verificate le condizioni, nelle quali è consentito di trascurare l'azione perturbatrice, che la presenza del corpuscolo esercita sulla conformazione del campo; si vogliano studiare le leggi del movimento del corpuscolo stesso.

Supponendo che su di esso agiscano le sole forze del campo elettrostatico, le quali sono conservative, la somma $\frac{1}{2} mv^2 - e\varphi$ dell'energia cinetica e dell'energia potenziale del corpuscolo rimane costante durante tutto il movimento. Il suo valore rappresenta l'energia totale dell'elettrone e verrà indicato con eE, assumendosi E come valutazione di tale energia, in volt-elettrone. Nel caso in cui il movimento, che vogliamo studiare, ha inizio nel punto in cui l'elettrone abbandona una superficie emittente (catodo), E misura la differenza tra il potenziale equivalente alla velocità iniziale dell'elettrone e il potenziale del catodo. Si può dunque scrivere:

$$[1] \qquad \frac{1}{2} mv^2 - e\varphi = eE ,$$

e di qui esprimere il modulo della velocità del corpuscolo in funzione della carica, della massa, dell'energia totale e del potenziale del campo:

$$[2] \qquad v = \sqrt{\frac{2e}{m}(E + \varphi)} .$$

D'altra parte siano v_t e v_n i moduli delle componenti della velocità, rispettivamente sul piano tangente (*componente tangenziale*) e sulla nor-

male (*componente normale*) alle superficie equipotenziali del campo. Poichè la sola forza che agisce sul corpuscolo durante il suo movimento è la forza e grad φ, diretta normalmente alle superficie equipotenziali, l'accelerazione del corpuscolo stesso è diretta secondo la normale alle dette superficie e cioè parallelamente alla componente normale della

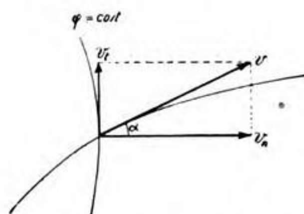


Fig. 1. — Traiettoria di un elettrone in un campo elettrostatico.

velocità. Ne segue che la componente tangenziale della velocità del corpuscolo rimane di grandezza invariata durante tutto il movimento, cioè:

[3] $$v_t = \text{cost}\,.$$

Ciò posto, indichiamo con α l'angolo che la tangente alla traiettoria in un suo punto qualunque forma con la normale alla superficie equipotenziale passante per quel punto; si ha evidentemente (fig. 1):

[4] $$\text{sen}\,\alpha = \frac{v_t}{v}$$

e quindi, combinando questa con la [2] e con la [3]:

[5] $$\sqrt{E + \varphi} \cdot \text{sen}\,\alpha = \text{cost}\,.$$

2. - Dalla relazione [5] si potrebbero ricavare le equazioni differenziali della traiettoria del corpuscolo. Nei casi che interessano la pratica è però sufficiente osservare che essa coincide formalmente con la relazione fondamentale dell'ottica geometrica dei mezzi dispersivi isotropi, la quale è conseguenza diretta della legge della rifrazione della luce (Appendice I). Si conclude allora che esiste una stretta analogia tra il movimento di un corpuscolo elettrico in un campo elettrostatico e la propagazione di un raggio luminoso in un mezzo dispersivo.

Più precisamente, le traiettorie lungo le quali può muoversi un elettrone di energia $e\,E$ entro un campo elettrostatico di potenziale φ, che non sia perturbato dalla presenza del corpuscolo, coincidono con le traiettorie che un raggio luminoso può descrivere in un mezzo dispersivo isotropo, il cui indice di rifrazione sia proporzionale a $\sqrt{E + \varphi}$.

In altre parole le leggi del movimento di un elettrone in un campo elettrostatico sono identiche a quelle che definiscono il cammino dei raggi luminosi nell'ottica geometrica, riferite ad un mezzo ottico equiva-

lente il cui indice di rifrazione sia proporzionale a $\sqrt{E+\varphi}$. Alle superficie equipotenziali del campo elettrico corrispondono, nel mezzo ottico equivalente, superficie trasparenti, che separano mezzi con indice di rifrazione (infinitamente poco) diverso.

L'analogia formale e non sostanziale, esistente, come s'è detto, tra il movimento di corpuscoli elettrici entro un campo elettrostatico e l'ottica geometrica dei mezzi dispersivi isotropi, prende il nome di *analogia ottico-elettronica*; lo studio del movimento degli elettroni entro campi elettrostatici, che interessa vasti campi delle applicazioni, viene ridotto in tal modo a semplici costruzioni geometriche, analoghe a quelle dell'ottica geometrica, e prende il nome di *ottica degli elettroni* o semplicemente *ottica elettronica*. In conseguenza, i campi elettrostatici o magnetostatici, entro cui si muovono gli elettroni, ed i sistemi di conduttori che mantengono tali campi vengono chiamati *sistemi ottico-elettronici*, o, quando godano di proprietà analoghe a quelle delle lenti ottiche, *lenti elettroniche*.

3. - L'analogia ottico-elettronica può essere fondata su basi molto più rigorose e generali della semplice deduzione del paragrafo precedente. È sufficiente perciò esprimere il principio di Hamilton nella forma adatta alla rappresentazione del movimento di elettroni in campi elettromagnetici stazionari. L'espressione così ottenuta può venir paragonata a quella del principio di Fermat, ricavandone la seguente analogia formale, più generale della precedente. Le traiettorie che un corpuscolo di massa m, di carica elettrica $-e$, di energia $e\,E$ può descrivere in un campo elettromagnetico stazionario, il cui potenziale elettrico sia φ e il cui vettore potenziale magnetico sia $\mathbf{A}$, coincidono con quelle che può descrivere un raggio luminoso propagantesi in un mezzo dispersivo anisotropo, il cui indice di rifrazione sia proporzionale a:

$$\sqrt{\frac{2\,m}{e}\,(E+\varphi)} - \mathbf{A} \times \mathbf{t}\ ,$$

essendo $\mathbf{t}$ un vettore unitario diretto tangenzialmente alla traiettoria stessa (Appendice II).

Il campo magnetico, se esiste, introduce nell'espressione dell'indice di rifrazione del mezzo ottico equivalente un termine che dipende dalla direzione della propagazione; quindi l'indice di rifrazione è funzione, oltre che del posto, anche della direzione. In questo senso si è detto che il mezzo ottico equivalente è in generale anisotropo.

4. - Il principio esposto ha senza dubbio una portata molto generale. Per le applicazioni pratiche conviene però rinunciare a questa generalità, pur di ottenere risultati facilmente interpretabili e direttamente utilizzabili.

Salvo casi eccezionalissimi, i sistemi ottico-elettronici che si considerano in pratica sono dotati di simmetria di rivoluzione intorno ad un asse. Tali sistemi, avendo le stesse proprietà in tutti i piani che passano

per l'asse, godono nell'ottica degli elettroni della stessa posizione privilegiata goduta nell'ottica geometrica dai sistemi di specchi o di lenti con simmetria di rivoluzione intorno ad un asse. Lo studio dei sistemi con diversa simmetria presenta un interesse quasi puramente speculativo e quindi esorbita dagli scopi della presente memoria.

Anche con queste restrizioni la teoria dei sistemi ottico-elettronici risulta ancora eccessivamente complessa e incapace di condurre a risultati sufficientemente generali. Si suole perciò seguire lo stesso procedimento già adottato nello studio dei sistemi ottici; si determinano le proprietà delle traiettorie che si svolgono in regioni molto prossime all'asse di simmetria (*traiettorie para-assiali*) e si descrivono le proprietà delle traiettorie più generali come deviazioni (aberrazioni) da quelle delle traiettorie para-assiali. È appunto ciò che anche noi faremo in quanto segue.

Sistemi ottico-elettronici elettrici.

5. - Cominceremo a studiare il movimento di un elettrone in un campo elettrostatico avente simmetria di rivoluzione intorno ad un asse. Per ridurre il problema a quello ottico corrispondente, occorre in primo luogo richiamare alcune proprietà generali del campo elettrico.

Assumendo l'asse di simmetria come asse Oz, riferiamo il campo elettrico, e quindi la traiettoria dell'elettrone, ad un sistema di coordinate cilindriche r, ϑ, z. Indicando con $\Phi = \Phi(z)$ il valore del potenziale elettrico nei punti dell'asse, il potenziale in un punto qualunque del campo assume la forma (Appendice III):

$$[6] \qquad \varphi = \varphi(r, z) = J_0\left(r \frac{d}{dz}\right) \cdot \Phi(z) = \Phi - \frac{r^2}{2^2} \frac{d^2 \Phi}{dz^2} + \frac{r^4}{2^2 \cdot 2^4} \frac{d^4 \Phi}{d z^4} - \dots$$

Le superficie equipotenziali di tale campo sono evidentemente superficie di rivoluzione intorno all'asse Oz; tale asse è inoltre normale a dette superficie nei punti in cui esse incontrano l'asse stesso. Si conclude quindi immediatamente, grazie all'analogia ottico-elettronica, che l'asse di simmetria costituisce una traiettoria possibile: ogni elettrone lanciato in direzione dell'asse prosegue il suo movimento in tale direzione.

La curvatura delle superficie equipotenziali in un punto qualunque del campo risulta:

$$[7] \qquad -\frac{1}{R} = \frac{\dfrac{\partial^2 \varphi}{\partial z^2}\left(\dfrac{\partial \varphi}{\partial r}\right)^2 - 2\dfrac{\partial^2 \varphi}{\partial r\, \partial z}\dfrac{\partial \varphi}{\partial r}\dfrac{\partial \varphi}{\partial z} + \dfrac{\partial^2 \varphi}{\partial r^2}\left(\dfrac{\partial \varphi}{\partial z}\right)^2}{\left[\left(\dfrac{\partial \varphi}{\partial r}\right)^2 + \left(\dfrac{\partial \varphi}{\partial z}\right)^2\right]^{3/2}} .$$

Nei punti dell'asse e in quelli a distanza brevissima, tale cioè che negli sviluppi in serie derivati dalla [6] si possano trascurare i termini conte-

nenti il quadrato e le potenze superiori di r, l'espressione della curvatura assume una forma molto interessante:

[8] $$\frac{1}{R} = \frac{1}{2} \frac{\dfrac{d^2 \Phi}{dz^2}}{\dfrac{d\Phi}{dz}} .$$

Questa espressione non contiene più r e coincide con quella della curvatura nei punti dell'asse. Quindi le superficie equipotenziali di un campo avente simmetria di rivoluzione intorno ad un asse si confondono con superficie sferiche in tutti i punti di una regione prossima all'asse per cui nell'espressione del potenziale e delle sue derivate si possano trascurare i termini contenenti il quadrato e le potenze superiori della distanza dall'asse. In tale regione il potenziale mantiene gli stessi valori che ha sull'asse.

6. - L'osservazione del paragrafo precedente apre un vasto campo di applicazione dell'analogia ottico-elettronica. Infatti, ad un sistema ottico-elettronico attuato mediante un campo elettrico a simmetria assiale, corrisponde un sistema ottico equivalente, le cui superficie limiti sono sferiche in prossimità dell'asse. Perciò le traiettorie para-assiali nel sistema ottico-elettronico coincidono con le traiettorie luminose in un sistema diottrico centrato di piccola apertura (sistema di Gauss) e le proprietà di queste si possono senz'altro riferire a quelle.

Per far ciò occorre precisare meglio i termini del problema.

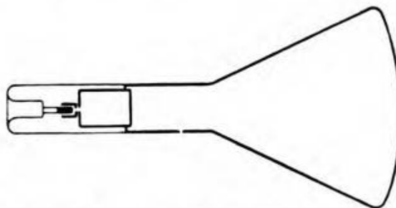


Fig. 2. — Tubo a raggi catodici per televisione.

Il sistema ottico-elettronico è in generale schematizzato nel modo seguente (fig. 2): una qualsiasi sorgente (*catodo*) lancia un fascio di elettroni prevalentemente nella direzione dell'asse di un sistema di schermi forati e di cilindri coassiali, i quali limitano la larghezza del fascio e mantengono il campo elettrico che costituisce il sistema ottico-elettronico; dalla parte opposta del catodo, rispetto al sistema ottico-elettronico, e coassiale con questo è situato uno *schermo* sensibile destinato a raccogliere gli elettroni. Indichiamo con Φ' il valore del potenziale nel punto dell'asse in cui si trova il catodo e con Φ'' quello nel punto dell'asse in cui si trova lo schermo.

La distribuzione del potenziale nelle regioni precedente il catodo e seguente lo schermo non influisce minimamente sull'andamento delle traiettorie degli elettroni nella regione intermedia, che a noi interessa in modo esclusivo; si può quindi prescindere completamente dalla conoscenza di tale distribuzione nelle due regioni suddette, oppure sostituire in esse al campo reale un campo fittizio, il cui potenziale abbia una distribuzione conveniente.

Un'ipotesi molto opportuna è quella di supporre che nella regione precedente il catodo il potenziale sia costante e uguale a Φ' e nella regione seguente lo schermo il potenziale sia pure costante, ma uguale a Φ''. In tali regioni gli elettroni descriverebbero traiettorie rettilinee con velocità costante, uguale nella prima regione a quella con cui effettivamente abbandonano il catodo e nella seconda a quella con cui in realtà raggiungono lo schermo. L'ipotesi ora specificata non è necessaria per tutto lo svolgimento della teoria, ma lo rende di più facile esposizione.

7. - Per uniformarci al linguaggio dell'ottica geometrica, chiamiamo *rette d'incidenza* le rette indefinite la cui direzione coincide con quella delle velocità iniziali degli elettroni quando abbandonano il catodo (direzione delle traiettorie nella regione precedente il catodo quando in essa il potenziale fosse Φ'); chiamiamo inoltre *rette d'emergenza* le rette indefinite la cui direzione coincide con quella delle velocità degli elettroni quando raggiungono lo schermo (direzione delle traiettorie nella regione seguente lo schermo). Agli effetti dell'analogia ottico-elettronica le rette d'incidenza e d'emergenza corrispondono ai raggi d'incidenza e d'emergenza rispetto ad un sistema diottrico centrato, il quale confini da una parte e dall'altra con due mezzi omogenei indefiniti di diverso indice di rifrazione: in altre parole il sistema ottico-elettronico equivale ad una lente ad immersione. Le proprietà di questa sono quindi immediatamente trasportabili a quello.

Si conclude perciò che per ogni sistema ottico-elettronico, avente simmetria di rivoluzione intorno ad un asse, nel caso in cui si considerino soltanto le proprietà relative a una regione molto prossima all'asse stesso, ad ogni fascio di rette d'incidenza uscente da un punto P' corrisponde sempre un fascio di rette d'emergenza convergenti in un altro punto P'', che viene detto *immagine ottico-elettronica* del primo.

Inoltre per ognuno di tali sistemi si possono definire due *fuochi* e due *punti principali* in modo perfettamente analogo a quello che si segue nella teoria dei sistemi diottrici centrati. Finalmente la conoscenza dei fuochi e dei punti principali consente di determinare la retta d'emergenza corrispondente ad una qualsiasi retta d'incidenza assegnata, e viceversa, nonchè l'immagine di un punto assegnato qualunque, e viceversa.

8. - Riportiamo qui per comodità del lettore le definizioni e le proprietà a cui si è accennato.

Ad ogni retta di emergenza (incidenza) parallela all'asse corrisponde una retta d'incidenza (emergenza) che passa per un punto F' (F'') dell'asse, detto *primo* (*secondo*) *fuoco principale*.

Ogni retta di incidenza (emergenza) parallela all'asse incontra la corrispondente retta di emergenza (incidenza) in un punto di un piano perpendicolare all'asse, detto *secondo* (*primo*) *piano principale*. Il punto d'incontro P' (P'') del primo (secondo) piano principale con l'asse si chiama *primo* (*secondo*) *punto principale*.

La distanza $F'P'$ ($F''P''$) si chiama *prima* (*seconda*) *distanza focale* f' (f''); si conviene di attribuirle il segno positivo quando F' (F'') è compreso tra il catodo e P' (P'').

Se si indicano con z'_f e con z''_f le ascisse dei due fuochi e se:

$$r = m\,(z - z'_f) + h \tag{9}$$

è l'equazione di una qualsiasi retta d'incidenza, le proprietà esposte consentono di scrivere l'equazione della retta d'emergenza corrispondente, che risulta:

$$r = \frac{h}{f''}\,(z - z''_f) + mf' \; . \tag{10}$$

In fig. 3 è illustrata la costruzione della retta d'emergenza corrispondente ad una data retta d'incidenza.

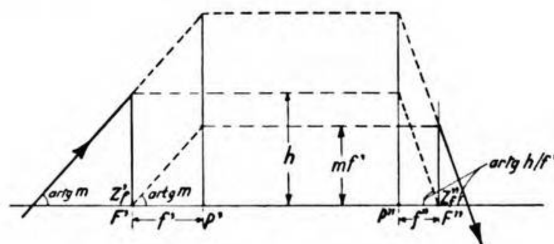


Fig. 3. — Costruzione della retta di emergenza.

Vale poi la relazione fondamentale (Appendice IV):

$$\frac{\sqrt{E + \Phi'}}{f'} + \frac{\sqrt{E + \Phi''}}{f''} = 0 \; . \tag{11}$$

Questi elementi sono sufficienti per ricavare tutte le leggi sulla formazione delle immagini. Infatti, se x' ed y' sono le distanze di un punto oggetto A' (dal quale diverge un fascio di rette d'incidenza) rispettivamente dal primo piano focale e dal primo piano principale, essendo ciascuna distanza positiva quando A' si trova tra il catodo ed il piano da cui essa viene misurata; se x'' ed y'' sono le distanze del corrispondente punto immagine A'' (nel quale converge un fascio di rette d'emergenza) rispettivamente dal secondo piano focale e dal secondo piano

principale, con la stessa convenzione sui segni; se d' e d'' sono le distanze dei due punti A' e A'' dall'asse, assunte con segni contrari se A' ed A'' sono da bande opposte rispetto all'asse stesso, in base a semplici costruzioni geometriche si ha:

[12] $$x'x'' = f'f'' ;$$

[13] $$x'y'' = f''y' \quad , \quad x''y' = f'y'' ;$$

[14] $$\frac{d''}{d'} = \frac{f'}{x'} = \frac{x''}{f''} ;$$

[15] $$\frac{f'}{y'} + \frac{f''}{y''} = 1 ;$$

[16] $$f' \frac{d'}{y'} + f'' \frac{d''}{y''} = 0 .$$

La [14] esprime l'ingrandimento del sistema ottico-elettronico.

9. - Le considerazioni e le formule fin qui esposte consentono, seguendo i metodi dell'ottica geometrica della luce, di determinare le rette d'emergenza quando siano assegnate quelle d'incidenza e quando siano preventivamente assegnati i punti cardinali (fuochi e punti principali) del sistema ottico-elettronico. Se si volessero tracciare le intere traiettorie degli elettroni, basterebbe osservare che ogni superficie equipotenziale del campo può venire considerata come catodo o come schermo nei riguardi della regione che la segue o rispettivamente la precede. Perciò se, procedendo dal catodo verso lo schermo, si segnano le superficie equipotenziali corrispondenti a valori del potenziale susseguentisi in progressione aritmetica di ragione $\Delta \Phi$ sufficientemente piccola, si può considerare il sistema completo come equivalente ad una successione di mezzi trasparenti che abbiano indici di rifrazione $\sqrt{E + \Phi'}$, $\sqrt{E + \Phi' + \Delta \Phi}$, $\sqrt{E + \Phi' + 2 \Delta \Phi}$, ..., $\sqrt{E + \Phi''}$, separati l'uno dall'altro da superficie sferiche di diverso raggio. Allora la diretta applicazione della legge di rifrazione, oppure le costruzioni indirette che derivano dalle formule prima richiamate, consentono di tracciare le traiettorie con approssimazione tanto maggiore, quanto più piccolo è l'intervallo $\Delta \Phi$ scelto.

D'altra parte si ricordi che in un sistema formato da una sola superficie sferica di raggio R, separante due mezzi omogenei indefiniti di indici di rifrazione n' ed n'', i due punti principali coincidono tra di loro e con il punto d'incontro della superficie sferica con l'asse, e le due distanze focali risultano:

[17] $$f' = - \frac{n'}{n'' - n'} R \quad , \quad f'' = \frac{n''}{n'' - n'} R ;$$

queste valgono anche in segno, se si conviene di attribuire ad R il segno positivo quando il centro di curvatura giace nel primo mezzo di indice n'.

Risulta allora facile, quantunque laborioso, determinare graficamente i punti cardinali dell'intero sistema. Basta infatti segnare i fuochi corrispondenti ad ognuna delle superficie equipotenziali prima scelte; quindi, seguendo il cammino di una traiettoria che abbia la retta d'incidenza parallela all'asse, si determinano il secondo fuoco ed il secondo piano principale, e d'altra parte, seguendo la traiettoria che abbia la retta d'emergenza parallela all'asse, si determinano il primo piano principale ed il primo fuoco. Il procedimento è illustrato nella fig. 4.

Si può anche procedere per via analitica e si trova allora:

[18] $$-\frac{\sqrt{E+\Phi'}}{f'} = \frac{\sqrt{E+\Phi''}}{f''} = \int_{z'}^{z''} D(z)\,dz - \int_{z'}^{z''}\left[\frac{1}{n(z)}\int_{z'}^{z} D(z)\,dz \int_{z}^{z''} D(z)\,dz\right] dz\ ;$$

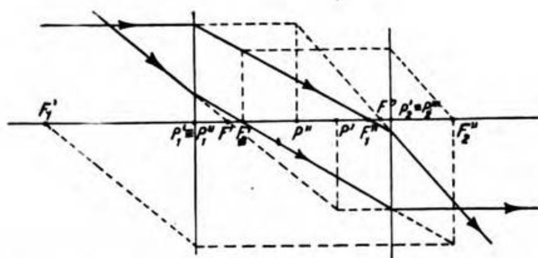


Fig. 4. — Determinazione di punti cardinali F', P', P'', F'' di un sistema composto di due altri, dei quali sono noti i punti cardinali F_1', P_1', P_1'', F_1'' e F_2', P_2', P_2'', F_2''.

essendo:

$$n(z) = \sqrt{E+\Phi}\ , \quad D(z) = -\frac{1}{4}\,\frac{1}{n(z)}\,\frac{d^2\Phi}{dz^2}$$

e z' e z'' le ascisse del catodo e dello schermo. Indicando con z'_P e z''_P le ascisse dei punti principali, si ha anche (Appendice V):

[19] $$z''_P - z' = -f''\int_{z'}^{z''}\left[\frac{1}{n(z)}\int_{z'}^{z} D(z)\,dz\right] dz\ ,$$

$$z'_P - z' = f'\int_{z'}^{z''}\left[\frac{1}{n(z)}\int_{z}^{z''} D(z)\,dz\right] dz\ ;$$

queste, insieme con la [18], determinano completamente le caratteristiche ottiche del sistema, quando siano note quelle geometriche e la distribuzione del potenziale.

Quando il sistema è costituito in modo che il potenziale si possa ritenere costante in tutti i punti dell'asse esclusi quelli di un segmento piccolo in confronto alla distanza tra il catodo e lo schermo (caso della lente sottile), nella [18] risulta predominante il primo termine. Perciò nel caso di lenti elettroniche sottili, i punti principali coincidono con il centro della lente e le distanze focali risultano:

[20] $$-\frac{\sqrt{E+\Phi'}}{f'} = \frac{\sqrt{E+\Phi''}}{f''} = \frac{1}{4}\int_{z'}^{z''} \frac{1}{\sqrt{E+\Phi}} \frac{d^2\Phi}{dz^2} dz \; .$$

Sistemi ottico-elettronici generali.

10. - Le proprietà dei sistemi ottico-elettronici elettrici sono state esposte con qualche particolare, perchè esse possono essere facilmente estese ai sistemi più complessi, in cui sugli elettroni agiscono contemporaneamente un campo elettrico ed un campo magnetico.

Poichè il mezzo ottico equivalente a tali sistemi risulta anisotropo, per un'esposizione generale sarebbe necessario riferirsi alla teoria della propagazione della luce nei mezzi cristallini. Però, data la natura particolare del problema, risulta più conveniente e meno laboriosa la trattazione diretta dal punto di vista elettrodinamico.

Supporremo sempre che le traiettorie siano limitate tra il catodo e lo schermo e le completeremo eventualmente, prima del catodo e dopo lo schermo, con rette indefinite, che saranno le rette d'incidenza e d'emergenza.

Indicando al solito con $-e$, m, $\mathbf{v}$ la carica, la massa e la velocità dell'elettrone, rappresentando con $\mathbf{B}$ l'induzione magnetica e con φ il potenziale elettrico, l'equazione del movimento risulta:

[21] $$\frac{d\mathbf{v}}{dt} = \frac{e}{m}(\mathbf{B} \wedge \mathbf{v} + \operatorname{grad} \varphi) \; .$$

Limiteremo ancora lo studio ai campi dotati di simmetria di rivoluzione intorno ad un asse. Riferendo il movimento ad un sistema di coordinate cilindriche, r, ϑ, z, di cui l'asse polare coincida con l'asse di simmetria del sistema, si ha $B_\vartheta = \frac{\partial \varphi}{\partial \vartheta} = 0$, e quindi le equazioni scalari che si ottengono dalla [21] sono:

[22] $$\begin{cases} \dfrac{d^2 r}{dt^2} - r\left(\dfrac{d\vartheta}{dt}\right)^2 = \dfrac{e}{m}\left(-B_z r \dfrac{d\vartheta}{dt} + \dfrac{\partial \varphi}{\partial r}\right) \\ \dfrac{d}{dt}\left(r^2 \dfrac{d\vartheta}{dt}\right) = \dfrac{e}{m} r \left(B_z \dfrac{dr}{dt} - B_r \dfrac{dz}{dt}\right) \\ \dfrac{d^2 z}{dt^2} = \dfrac{e}{m}\left(B_r r \dfrac{d\vartheta}{dt} + \dfrac{\partial \varphi}{\partial z}\right) \; . \end{cases}$$

Si tenga ora presente che, se A_r, A_ϑ, A_z sono le componenti del vettore potenziale, nel caso di simmetria cilindrica si ha $A_r = A_z = 0$, $A_\vartheta = A$, $B_r = -\frac{\partial A}{\partial z}$, $B_z = \frac{1}{r}\frac{\partial (rA)}{\partial r}$. In conseguenza la seconda delle [22] diventa:

$$\frac{d}{dt}\left(r^2 \frac{d\vartheta}{dt}\right) = \frac{e}{m}\frac{d}{dt}(rA) \ ;$$

per mezzo di questa, indicando con C una costante e ponendo:

$$\psi = -\frac{e}{2m}\left(\frac{C}{r} + A\right)^2, \tag{23}$$

le [22] si riducono alla forma:

$$\left\{\begin{aligned} r\frac{d\vartheta}{dt} &= \frac{e}{m}\left(A + \frac{c}{r}\right), \\ \frac{d^2 r}{dt^2} &= \frac{e}{m}\frac{\partial(\varphi+\psi)}{\partial r}, \\ \frac{d^2 z}{dt^2} &= \frac{e}{m}\frac{\partial(\varphi+\psi)}{\partial z}. \end{aligned}\right. \tag{24}$$

Il valore della costante C dipende dalla posizione iniziale dell'elettrone e dalla componente tangenziale della sua velocità iniziale; precisamente, se l'elettrone abbandona il catodo ad una distanza r_0 dall'asse e con una velocità angolare $\dot{\vartheta}_0$, si ha:

$$C = \frac{m}{e} r_0^2 \dot{\vartheta}_0 \ .$$

Il secondo membro della prima delle [24] è dunque una funzione nota dei punti del campo, della posizione e della velocità iniziali dell'elettrone. La stessa equazione rappresenta una rotazione continua intorno all'asse, che l'elettrone subisce durante il suo movimento. In altre parole, il piano passante per l'asse del sistema e per il punto occupato dall'elettrone ruota durante il movimento dell'elettrone stesso ed il valore di tale rotazione è deducibile per ogni istante e per ogni punto della traietteria mediante l'equazione data.

La seconda e la terza delle [24] sono invece le equazioni del movimento di un elettrone in un piano passante per l'asse di simmetria di un campo che derivi da un potenziale $\varphi + \psi$. Tale movimento coincide con quello studiato nei paragrafi precedenti. Perciò il moto di un elettrone in un campo elettromagnetico a simmetria cilindrica si risolve nella sovrapposizione di un moto piano in un campo elettrico, il cui potenziale sia la somma del potenziale elettrico con la funzione ψ, e di una rotazione continua intorno all'asse di simmetria, rappresentata dalla prima delle [24].

Prescindendo da tale rotazione, valgono dunque per i sistemi elettromagnetici tutte le deduzioni fatte per quelli elettrici.

11. - Tuttavia, una notevole complicazione deriva dalla particolare forma delle superficie $\varphi + \psi =$ cost. Tale complicazione consiglia di trattare a parte alcuni casi particolari importanti, tra cui speciale interesse ha quello dei sistemi magnetici puri. Per essi la [21] diventa:

[25]
$$\frac{d\,\mathbf{v}}{dt} = \frac{e}{m}\,\mathbf{B} \wedge \mathbf{v}\ .$$

Da questa si deduce che l'accelerazione dell'elettrone è perpendicolare alla velocità, e quindi che la velocità è costante in grandezza.

D'altra parte detta accelerazione è pure perpendicolare all'induzione magnetica, cioè si ha:

[26]
$$\mathbf{B} \times \frac{d\,\mathbf{v}}{dt} = \frac{d}{dt}\,(\mathbf{B} \times \mathbf{v}) = 0\ .$$

Ciò significa che la proiezione della velocità sulla direzione dell'induzione è inversamente proporzionale all'induzione stessa.

Limiteremo sempre lo studio al caso dei campi magnetici dotati di simmetria di rivoluzione intorno ad un asse e prenderemo in considerazione soltanto gli elettroni para-assiali, i quali si muovono in una regione in cui il campo magnetico si può ritenere diretto parallelamente all'asse ed uguale per tutti i punti di ogni piano perpendicolare all'asse stesso. La proprietà prima ricordata consente senz'altro di affermare, che la componente assiale della velocità dell'elettrone è costante ed uguale a quella che esso possiede quando abbandona il catodo. Resta quindi soltanto da studiare la componente del movimento nei piani perpendicolari all'asse stesso.

Con riferimento a un sistema di coordinate cilindriche r, ϑ, z e ponendo $B_z = B$, le prime due delle [22] diventano in questo caso:

[27]
$$\left\{\begin{aligned} &\frac{d^2 r}{dt^2} - r\left(\frac{d\,\vartheta}{dt}\right)^2 = -\frac{e}{m}\,B r\,\frac{d\,\vartheta}{dt}\ , \\ &\frac{d}{dt}\left(r^2\,\frac{d\,\vartheta}{dt}\right) = \frac{e}{m}\,B r\,\frac{dr}{dt}\ . \end{aligned}\right.$$

Dalla seconda di queste si ricava:

[28]
$$\frac{d}{dt}\left[r^2\left(\frac{d\,\vartheta}{dt} - \frac{1}{2}\,\frac{e}{m}\,B\right)\right] = 0\ .$$

Si deve quindi avere:

$$r^2\left(\frac{d\,\vartheta}{dt} - \frac{1}{2}\,\frac{e}{m}\,B\right) = K\ ,$$

essendo K una costante da determinarsi in base alle condizioni iniziali. Ora per gli elettroni para-assiali si può ritenere che per $t = 0$ sia $r = 0$, oppure che la retta d'incidenza della loro traiettoria incontri l'asse. Nel punto in cui la traiettoria, eventualmente completata dalla retta

d'incidenza, incontra l'asse, il primo membro della precedente relazione è zero; deve quindi essere per ogni punto $K = 0$. Allora, poichè durante il movimento r assume valori in generale diversi da zero (eccetto che per gli elettroni che si muovono lungo l'asse, i quali hanno velocità iniziale puramente assiale e proseguono indeviati), si dovrà necessariamente avere:

[29] $$\frac{d\vartheta}{dt} = \frac{1}{2}\frac{e}{m}B\ ;$$

in conseguenza la prima delle [27] diventa:

[30] $$\frac{d^2 r}{d\,t^2} + r\left(\frac{e\,B}{2\,m}\right)^2 = 0\ .$$

Queste due ultime relazioni sono le equazioni differenziali del movimento dell'elettrone. Se poi si indica con V_z la componente assiale della velocità, si ha:

[31] $$\frac{d}{dt} = V_z \frac{d}{dz}$$

e quindi le [29] e [30] diventano le equazioni differenziali della traiettoria:

[32] $$\begin{cases} \dfrac{d\vartheta}{dz} = \dfrac{e\,B}{2\,m\,V_z}\ , \\[2ex] \dfrac{d^2 r}{dz^2} + r\left(\dfrac{e\,B}{2\,m\,V_z}\right)^2 = 0\ . \end{cases}$$

La prima delle [32] è immediatamente integrabile e fornisce:

[33] $$\vartheta = \frac{e}{2\,m\,V_z}\int_{z'}^{z} B\,d\,z\ .$$

Questa dimostra, che il piano passante per l'asse del sistema e per il punto occupato dall'elettrone ruota durante il movimento dell'elettrone stesso. La traiettoria quindi non è piana. La [33] dimostra però che la rotazione in parola è una caratteristica del sistema e, per tutti gli elettroni che abbandonano il catodo con una determinata componente assiale della velocità, è funzione soltanto della distanza dell'elettrone dal catodo, qualunque siano la posizione del punto di partenza dal catodo e la sua velocità nelle altre direzioni e quindi qualunque sia la sua distanza dall'asse.

Da tale rotazione si può quindi prescindere in un primo tempo, limitando lo studio alla seconda delle equazioni [32]. Essa è un'equazione differenziale di second'ordine, come la [IV-3], data in appendice, che definisce le traiettorie nei sistemi elettrici. Perciò da essa si possono dedurre, in modo analogo, le stesse proprietà qualitative già esposte per tali sistemi. Le formule e le definizioni del paragrafo 8 valgono anche per i sistemi magnetici, ai quali si può senz'altro estendere la teoria dei

sistemi di Gauss, ricordando però sempre che le immagini risultano ruotate rispetto agli oggetti di un angolo che dipende soltanto, per un dato sistema, dalla posizione lungo l'asse dell'immagine stessa.

12. - Determineremo ora i fuochi e le distanze focali in qualche caso particolare. Consideriamo dapprima il caso (fig. 5) in cui il campo magnetico sia uniforme, cioè sia generato da un rocchetto molto lungo. Tale ipotesi significa che B è indipendente da z e quindi conduce al seguente integrale generale della seconda delle [32]:

[34] $$r = A \operatorname{sen} \left(\frac{e B}{2 m V_z} z + \alpha \right),$$

essendo A e α costanti arbitrarie. Questa traiettoria incontra l'asse z in punti che distano tra loro della lunghezza $2 \pi m V_z / (e B)$, mentre è pa-



Fig. 5. — Traiettorie elettroniche in un campo magnetico uniforme.

rallela all'asse ($dr/dz = 0$) nei punti di mezzo dei precedenti segmenti. Ne segue che le ascisse dei due fuochi risultano:

[35] $$\begin{cases} z'_f = z' + \dfrac{2 m V_z}{e B} \operatorname{ctg} \dfrac{e B}{2 m V_z} (z' - z'') \\ z''_f = z'' + \dfrac{2 m V_z}{e B} \operatorname{ctg} \dfrac{e B}{2 m V_z} (z'' - z') \end{cases} .$$

Analogamente si trova che le distanze focali sono:

[36] $$f' = - f'' = \frac{2 m V_z}{e B \operatorname{sen} \dfrac{e B}{2 m V_z} (z'' - z')} .$$

13. - Altro caso importante per le applicazioni è quello delle lenti magnetiche infinitamente sottili, nelle quali il campo magnetico è prodotto da un rocchetto molto breve e opportunamente schermato. In tal caso (fig. 6) si può supporre che B sia zero in tutti i punti dell'asse escluso un tratto molto breve, corrispondente alla zona occupata dal rocchetto.

Si consideri con questa ipotesi la traiettoria di un elettrone che esca dal catodo in direzione parallela all'asse. Integrando la seconda delle [32] si ha allora:

[37] $$\frac{dr}{dz} = - \left(\frac{e}{2 m V_z} \right)^2 \int_{z'}^{z} r B^2 \, dz .$$

Ora l'integrando è diverso da zero in un campo molto ristretto di valori di z, entro il quale r si può ritenere costante ed uguale al valore che esso ha in corrispondenza del catodo. Oltrepassato questo intervallo, il campo ridiventa nullo e la traiettoria rettilinea. Si ha dunque:

[38] $$\left(\frac{dr}{dz}\right)_{z=z''} = -\left(\frac{e}{2\,m\,V_z}\right) r \int_{z'}^{z''} B^2\,dz \ ,$$

e di conseguenza:

[39] $$\frac{1}{f'} = -\frac{1}{f''} = -\left(\frac{e}{2\,m\,V_z}\right)^2 \int_{z'}^{z''} B^2\,dz \ .$$

È evidente che i punti principali coincidono praticamente con il punto centrale del segmento lungo il quale il campo è diverso da zero.

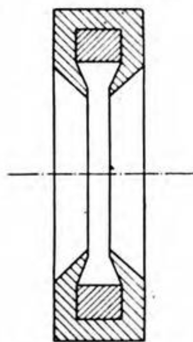


Fig. 6. — Attuazione pratica di una lente magnetica.

Casi più complessi si possono studiare come combinazione dei due casi semplici trattati.

Aberrazioni.

14. - Se si prende ora in esame il comportamento reale dei sistemi finora analizzati soltanto dal punto di vista teorico, si può osservare in primo luogo che quanto si è detto si riferisce essenzialmente al movimento di un solo elettrone, mentre le proprietà dei sistemi ottico-elettronici hanno interesse pratico in quanto esse indicano la possibilità di poter concentrare o disperdere i fasci di elettroni in modo analogo a quanto si fa con i fasci di luce per mezzo delle lenti ottiche.

Quando dalla considerazione di una sola traiettoria si passa a quella di un fascio di traiettorie, ci si imbatte per primo in un difetto in tutto analogo al *cromatismo* delle lenti. Infatti le distanze focali, la posizione dei punti cardinali, l'ingrandimento, la posizione relativa di un punto

immagine e di un punto oggetto sono funzioni, oltre che della costituzione del sistema ottico-elettronico, cioè della configurazione dei campi, anche dell'indice di rifrazione equivalente, ossia dell'energia degli elettroni e della loro velocità. Poichè l'una dipende dall'altra, si può dire in generale che le proprietà dei sistemi ottico-elettronici dipendono dalla velocità con cui gli elettroni sono emessi dal catodo.

Tali velocità variano entro limiti vastissimi da un elettrone all'altro; teoricamente tutte le velocità sono ugualmente possibili, mentre non tutte sono ugualmente probabili. L'enorme maggioranza degli elettroni ha una velocità poco discosta da un certo valore medio, che è funzione delle condizioni fisico-chimiche della superficie emittente.

Tale valore corrisponde nei casi ordinari ad un'energia cinetica di pochi volt-elettrone.

Questa dispersione delle velocità fa sì che ad un punto di emissione non può corrispondere un unico punto immagine. Tenuto conto però dell'addensarsi delle velocità degli elettroni intorno ad un valore medio, si trova che la grande maggioranza degli elettroni emessi da un punto P' del catodo convergono in uno stesso punto P'', che è l'immagine di P' in relazione al valore dell'indice di rifrazione che corrisponde alla velocità media degli elettroni. Gli elettroni che sono emessi da P' con velocità diversa da quella media convergono per ogni valore della velocità in un punto diverso da P''; tali punti sono tanto più discosti da P'' quanto più il valore della velocità degli elettroni, che in essi convergono, è discosto da quello della velocità media.

Se allora si dispone lo schermo in corrispondenza del punto P'', dove dovrebbe formarsi l'immagine se tutti gli elettroni avessero la stessa velocità, uguale alla loro velocità media, si ottiene del punto P' un'immagine in forma di disco, di dimensioni finite, la quale risulta molto brillante al centro e di luminosità decrescente verso gli orli in dipendenza del fatto che il numero degli elettroni che sono animati da una certa velocità diminuisce rapidamente man mano che detta velocità si discosta da quella media.

Variando opportunamente le caratteristiche del sistema (potenziali e correnti) è possibile «mettere a fuoco» una determinata superficie emittente; ma il cromatismo impedisce di ottenere un punto geometrico come immagine di un punto, od una superficie a contorni netti come immagine di una superficie estesa: nel primo caso si ottiene invece un dischetto a contorni sfumati, nel secondo una figura pure con contorni sfumati. Precisamente tutto avviene come nelle lenti ottiche in cui non sia corretto il cromatismo: le immagini presentano un alone colorato per effetto della variazione dell'indice di rifrazione con la frequenza (colore) della luce.

Nelle lenti ottiche il cromatismo si può correggere costruendo le lenti dette *acromatiche*, che risultano dall'associazione di lenti, in cui l'indice di rifrazione cresce con la frequenza, con altre, in cui esso diminuisce. Per i sistemi ottico-elettronici non esiste un'analoga possibilità, perchè

in essi la variazione dell'indice di rifrazione al crescere dell'energia avviene sempre in un solo senso. È però possibile rendere praticamente omogeneo il fascio elettronico. Ciò si ottiene accelerando fortemente gli elettroni prima che entrino nel sistema ottico, in modo da attribuire loro un'energia tanto grande che, rispetto ad essa, risulti trascurabile quella di emissione; di conseguenza risulteranno anche trascurabili le differenze tra i valori di queste, per i diversi elettroni.

15. - Poichè la maggioranza dei sistemi ottico-elettronici è costruita in modo da eliminare il cromatismo, rendendo il fascio elettronico praticamente omogeneo, nel seguito prescinderemo da tale difetto ed esamineremo le così dette *aberrazioni acromatiche*.

Supponendo che i sostegni dei campi siano costruiti in modo perfetto, senza difetti di centratura e con perfetta simmetria cilindrica, dobbiamo tener conto delle deformazioni causate dal fatto che nella realtà le traiettorie elettroniche non si svolgono così vicine all'asse come abbiamo supposto.

L'ipotesi infatti che le immagini siano dovute soltanto a traiettorie para-assiali è rigorosamente verificata nel solo caso in cui le dimensioni del fascio elettronico e quelle degli oggetti siano molto piccole. Ma alle dimensioni del fascio elettronico è imposto un limite inferiore dal valore minimo della corrente compatibile con un buon funzionamento del complesso; inoltre il fascio tende ad allargarsi per effetto delle mutue repulsioni tra gli elettroni che lo compongono. Conseguentemente alla formazione delle immagini in un sistema ottico-elettronico concorrono anche traiettorie più esterne di quelle che abbiamo chiamato para-assiali; queste traiettorie si svolgono seguendo leggi diverse da quelle che abbiamo enunciato e introducono perturbazioni di cui è necessario tener conto.

La teoria delle aberrazioni acromatiche è ben nota nel caso di lenti ottiche formate con mezzi isotropi. Essa si estende facilmente al caso di mezzi anisotropi. È quello che ora faremo esponendo brevemente gli elementi fondamentali della teoria delle aberrazioni.

Consideriamo un sistema centrato qualunque formato con mezzi rifrangenti anisotropi, nel quale l'indice di rifrazione n risulti funzione del posto e della direzione, e le cui proprietà ottiche godano di simmetria di rivoluzione intorno ad un asse (asse del sistema), che assumiamo come asse z. Siano P_1 e P_2 due punti di coordinate x_1, y_1, z_1 e x_2, y_2, z_2, i quali siano coniugati rispetto al sistema, tali cioè che il secondo sia l'immagine del primo. Il cammino ottico lungo una traiettoria qualunque che congiunga i due punti risulta:

$$[40] \qquad E = \int_{P_1}^{P_2} n ds = \int_{z_1}^{z_2} n \sqrt{1 + x'^2 + y'^2}\, dz = \int_{z_1}^{z_2} F\, dz \;,$$

essendo $x = x(z)$, $y = y(z)$ le equazioni della traiettoria ed $F = n \sqrt{1 + x'^2 + y'^2}$ una funzione nota di $x, y, x' = dx/dz$, $y' = dy/dz$ e z.

La differenza tra i valori di E per due traiettorie infinitamente vicine è:

$$[41]\quad \delta E = \left| \frac{\partial F}{\partial x'} \delta x + \frac{\partial F}{\partial y'} \delta y \right|_{z_1}^{z_2} + \int_{z_1}^{z_2} \left(\frac{\partial F}{\partial x} - \frac{d}{dz} \frac{\partial F}{\partial x'} \right) \delta x \, dz + \\ + \int_{z_1}^{z_2} \left(\frac{\partial F}{\partial y} - \frac{d}{dz} \frac{\partial F}{\partial y'} \right) \delta y \, dz \; .$$

Se le due traiettorie hanno in comune gli estremi P_1 e P_2, il primo termine del secondo membro risulta zero. In questo caso il principio di Fermat si traduce nella condizione $\delta E = 0$, la quale è verificata per qualsiasi valore di δx e δy soltanto se le due espressioni sotto il segno d'integrale sono identicamente nulle. Scrivendo tale condizione si ottengono le equazioni differenziali della traiettoria.

Quando invece le due traiettorie non hanno gli estremi in comune, il secondo ed il terzo termine restano ugualmente zero, se le traiettorie sono possibili, mentre non lo è più il primo, il quale pone in relazione uno spostamento del punto sorgente con quello corrispondente del punto immagine. Lo studio di tale termine è quindi la base della teoria delle immagini.

Ponendo:

$$[42]\quad \alpha = \frac{\partial F}{\partial x'} \quad , \quad \beta = \frac{\partial F}{\partial y'} \quad ,$$

e indicando con gli indici 1 e 2 i valori delle diverse grandezze rispettivamente relativi alla sorgente ed all'immagine, si ha:

$$[43]\quad - \delta V = - \delta E + \delta (\alpha_2 x_2 + \beta_2 y_2) = x_2 \delta \alpha_2 + y_2 \delta \beta_2 + \\ + \alpha_1 \delta x_1 + \beta_1 \delta y_1 \; .$$

Tanto E quanto V sono funzioni delle coordinate di P_1 e di P_2; siccome però α_1, β_1 e α_2, β_2 sono funzioni delle stesse coordinate, V si può considerare funzione di x_1, y_1, α_2, β_2. Si ha allora:

$$[44]\quad x_2 = - \frac{\partial V}{\partial \alpha_2} \quad , \quad y_2 = - \frac{\partial V}{\partial \beta_2} \; .$$

Consideriamo ora lo sviluppo di F in serie di potenze di x, y, x', y'. Nell'ipotesi di simmetria cilindrica tale sviluppo contiene soltanto termini di grado pari; indicando rispettivamente con F_0, F_2, F_4, ... i gruppi di termini rispettivamente di grado 0, 2, 4, ..., si può scrivere:

$$[45]\quad F = F_0 + F_2 + F_4 + \dots \; .$$

Essendo poi $V = \int_{z_1}^{z_2} F \, dz - (\alpha_2 x_2 + \beta_2 y_2)$, anche V ammette uno sviluppo della stessa forma, che si può scrivere:

$$[46]\quad V = V_0 + V_2 + V_4 + \dots \; ,$$

essendo:

$$[47]\quad V_0 = \int_{z_1}^{z_2} F_0\, dz\ ,\quad V_2 = \int_{z_1}^{z_2} F_2\, dz - (\alpha_2 x_2 + \beta_2 y_2)\ ,\quad V_4 = \int_{z_1}^{z_2} F_4\, dz\ ,\ldots\ .$$

Ciò posto, la limitazione di considerare soltanto le traiettorie para--assiali equivale a trascurare negli sviluppi [45] e [46] i termini successivi al secondo. Così facendo, si costruisce la diottrica di Gauss, di cui ci siamo già occupati. Da queste considerazioni deriva il nome di *immagine di second'ordine* all'immagine ottenuta per mezzo di raggi para-assiali, per i quali è sufficiente tener conto dei termini di ordine non superiore a 2 negli sviluppi [45] e [46].

Se invece in detti sviluppi si tien conto anche dei termini di quarto ordine, si ottengono le *immagini di quart'ordine*.

Siano $x_2^{(2)}$, $y_2^{(2)}$ le coordinate dell'immagine di second'ordine (o gaussiana) di un punto oggetto e siano $x_2^{(4)}$, $y_2^{(4)}$ le coordinate dell'immagine di quart'ordine dello stesso punto. Le differenze:

$$[48]\quad \Delta x_2 = x_2^{(4)} - x_2^{(2)} = -\frac{\partial V_4}{\partial \alpha_2}\ ,\qquad \Delta y_2 = y_2^{(4)} - y_2^{(2)} = -\frac{\partial V_4}{\partial \beta_2}$$

sono la misura delle *aberrazioni acromatiche di terz'ordine*.

Se si eseguisce una trasformazione di coordinate in modo da rappresentare V come funzione delle coordinate x_1, y_1 della sorgente e delle coordinate ξ, η del raggio nel piano del diaframma che limita l'apertura del fascio, indicando con S la forma che assume V quando si eseguisce la sostituzione di variabili, si ha:

$$[49]\qquad \Delta x_2 = -\frac{\partial S_4}{\partial \xi}\ ,\qquad \Delta y_2 = -\frac{\partial S_4}{\partial \eta}\ .$$

La forma generale di S_4, quando si tien conto della simmetria cilindrica, risulta:

$$[50]\quad S_4 = -\frac{A}{4} R_1^2 - \frac{B}{4} R_2^2 - C p^2 - \frac{D}{2} R_1 R_2 + E R_1 p + $$
$$+ F R_2 p + G_{00} R_1 q - G_{01} pq + G_{11} R_2 q\ ,$$

essendo:

$$R_1 = x_1^2 + y_1^2\ ,\quad R_2 = \xi^2 + \eta^2\ ,\quad p = x_1 \xi + y_1 \eta\ ,\quad q = x_1 \eta - y_1 \xi\ .$$

Si vede facilmente che i termini contenenti q mancano nel caso di mezzi isotropi, mentre compaiono come caratteristica dei mezzi anisotropi. I coefficienti di S_4 definiscono la misura dei vari tipi di aberrazioni, che ora esamineremo singolarmente.

Dalle [49] e [50] si ricava immediatamente:

$$[51]\quad \Delta x_2 = B R_2 \xi + 2 C p x_1 + D R_1 \xi - E R_1 x_1 - F (3 p \xi + q \eta) +$$
$$+ G_{00} R_1 y_1 + G_{01} (q x_1 - p y_1) - G_{11} (3 q \xi - p \eta)\ ,$$
$$\Delta y_2 = B R_2 \eta + 2 C p y_1 + D R_1 \eta - E R_1 y_1 - F (3 p \eta - q \xi) -$$
$$- G_{00} R_1 x_1 + G_{01} (q y_1 + p x_1) - G_{11} (3 q \eta + p \xi)\ .$$

I coefficienti B, C, D, E, F misurano rispettivamente l'*aberrazione sferica*, l'*astigmatismo*, la *curvatura del campo*, la *distorsione* ed il *coma*; analogamente le aberrazioni definite dai coefficienti G_{01}, G_{00}, G_{11} si possono chiamare *curvatura anisotropa*, *distorsione anisotropa*, *coma anisotropo*.

16. - Esaminiamo ora brevemente le caratteristiche di ciascuna aberrazione, soffermandoci maggiormente su quelle anisotrope, che non hanno riscontro nella teoria delle lenti ottiche ordinarie. Tali caratteristiche si determinano supponendo che siano nulli tutti i coefficienti delle [51] eccettuato quello che si riferisce all'aberrazione in esame.

L'aberrazione di sfericità è definita dalle relazioni:

[52] $$\Delta x_2 = B R_2 \xi \ , \quad \Delta y_2 = B R_2 \eta \ .$$

Essa non dipende dalla posizione del punto sorgente; dipende soltanto dalla divergenza dei raggi rispetto all'asse. Per effetto dell'intervento di raggi marginali nella formazione dell'immagine, l'immagine di un punto risulta un dischetto più o meno sfumato ai bordi.

L'astigmatismo è definito dalle relazioni:

[53] $$\Delta x_2 = 2\, C p x_1 \ , \quad \Delta y_2 = 2\, C p y_1 \ .$$

Questa aberrazione dipende essenzialmente dalla posizione della sorgente; è nulla quando essa si trova sull'asse e cresce con la sua distanza dall'asse, cioè con l'aumentare dell'inclinazione dei raggi che intervengono nella formazione dell'immagine.

La curvatura del campo è la prima aberrazione che si presenta anche nei mezzi anisotropi. Le formule di definizione sono per i due casi di curvatura isotropa ed anisotropa:

[54] $$\Delta x_2 = D R_1 \xi \ , \quad \Delta y_2 = D R_1 \eta \ ;$$

[55] $$\Delta x_2 = G_{01} (q x_1 - p y_1) \ , \quad \Delta y_2 = G_{01} (q y_1 + p x_1) \ .$$

Se si pone $y_1 = 0$ e $\xi = a \cos \varphi$, $\eta = a \operatorname{sen} \varphi$, cioè se si considerano i raggi che appartengono ad un cono che proietta dalla sorgente i punti di una circonferenza tracciata nel piano del diaframma, si trova nei due casi:

$$\Delta x_2 = D a x_1^2 \cos \varphi \quad , \quad \Delta y_2 = D a x_1^2 \operatorname{sen} \varphi \ ;$$

$$\Delta x_2 = G_{01} a x_1^2 \operatorname{sen} \varphi \ , \quad \Delta y_2 = G_{01} a x_1^2 \cos \varphi \ .$$

Cioè le curve di aberrazione sono cerchi in un caso come nell'altro; quelle di aberrazione anisotropa sono però descritte in senso inverso di quelle di aberrazione isotropa. Questo tipo di aberrazione corrisponde al fatto che l'immagine di un piano è in realtà una superficie curva, i cui punti sono proiettati sullo schermo da vari centri di proiezione.

Anche la distorsione si presenta nelle due forme:

[56] $$\Delta x_2 = - E R_1 x_1 \quad , \quad \Delta y_2 = - E R_1 y_1 \ ;$$

[57] $$\Delta x_2 = G_{00} R_1 y_1 \quad , \quad \Delta y_2 = - G_{00} R_1 x_1 \ .$$

È facile vedere che la distorsione isotropa rappresenta una dilatazione nel senso radiale, in seguito alla quale ad una retta che non incontra

l'asse corrisponde come immagine una linea incurvata; non risultano invece incurvate le immagini delle rette che passano per l'asse (fig. 7). La distorsione anisotropa comporta invece l'incurvamento anche di queste ultime. Ciò appare ponendo nelle [56] e [57] $y_1 = 0$; si ha infatti:

$$\Delta x_2 = - E x_1^3 \quad , \quad \Delta y_2 = 0 ;$$

$$\Delta x_2 = 0 \quad , \quad \Delta y_2 = - G_{00} x_1^3 .$$

Finalmente il coma è misurato nei due casi da:

[58] $$\Delta x_2 = - F (3 p \xi + q \eta) \quad , \quad \Delta y_2 = - F (3 p \eta - q \xi) ;$$

[59] $$\Delta x_2 = - G_{11} (3 q \xi - p \eta) \quad , \quad \Delta y_2 = - G_{11} (3 q \eta + p \xi) .$$

Esso si presenta come un prolungamento sfumato dell'immagine, principalmente in una direzione. Nel caso di coma isotropo la deformazione avviene in senso radiale, mentre nel caso di coma anisotropo essa avviene in senso tangenziale.

Riassumendo: le aberrazioni isotrope sono dovute al fatto che i raggi esterni vengono curvati in modo diverso da quelli para-assiali, in modo che i primi vanno a convergere in punti diversi da quelli in cui convergono i secondi; le deformazioni relative delle immagini avvengono quindi principalmente in senso radiale; le aberrazioni anisotrope invece sono dovute al fatto, che i raggi esterni vengono ruotati in modo diverso da quelli para-assiali e quindi i primi convergono in un piano assiale diverso da quello in cui convergono i secondi; le deformazioni anisotrope delle immagini avvengono quindi principalmente in senso tangenziale.

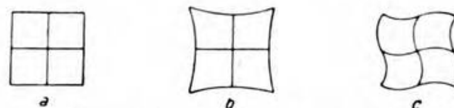


Fig. 7. — Effetto della distorsione: *a* - disegno originale; *b* - immagine con distorsione isotropa; *c* - immagine con distorsione anisotropa.

Lo studio dettagliato dei coefficienti che definiscono i vari tipi di aberrazioni ha grande interesse pratico, perchè consente di determinare le condizioni a cui devono soddisfare i sistemi reali perchè le aberrazioni stesse siano ridotte al minimo. Tale determinazione risulta molto laboriosa nel caso dei sistemi ottico-elettronici, perchè i coefficienti delle aberrazioni dipendono dalla forma dei campi, la quale nella grande maggioranza dei casi è piuttosto complicata e determinabile soltanto per via grafica o sperimentale.

Mi sono soffermato un po' a lungo sulla teoria delle aberrazioni, perchè allo stato attuale, definita e inquadrata completamente la teoria, l'attenzione dei ricercatori nel campo dell'ottica elettronica si rivolge quasi esclusivamente alla determinazione della forma migliore dei campi elettrici e magnetici, per ridurre al minimo le aberrazioni.

18. - Nella teoria abbozzata nel paragrafo precedente, non trova posto uno speciale tipo di aberrazione, caratteristico dei sistemi elettromagnetici: quella dovuta alla carica spaziale che trasporta con sè qualsiasi fascio di elettroni. Quando si vuole tener conto anche di essa (e non si può farne a meno per esempio nel caso dei tubi oscillografici o per televisione, nei quali la corrente trasportata dal fascio elettronico non può essere minima), si entra in un dominio ancora più nebuloso e di cui un inquadramento teorico diventa molto difficile. La deformazione dovuta alla carica spaziale è particolarmente sentita in prossimità del catodo, dove la densità degli elettroni è maggiore, e quindi interessa specialmente il progetto dei così detti « fucili » dei tubi oscillografici.

Per tener conto della deformazione dovuta alla carica spaziale l'unico metodo oggi seguito è quello di procedere per successive approssimazioni. Non ritengo il caso di insistere qui su tale punto.

APPENDICE I.

Sia s la traiettoria di un raggio luminoso entro un mezzo dispersivo isotropo, il cui indice di rifrazione n sia, per una data frequenza della luce, funzione continua del posto. Chiamiamo superficie di rifrazione le superficie $n =$ cost. Consideriamo due superficie di rifrazione infinitamente vicine, che incontrino la s nei punti P_1 e P_2 pure infinitamente

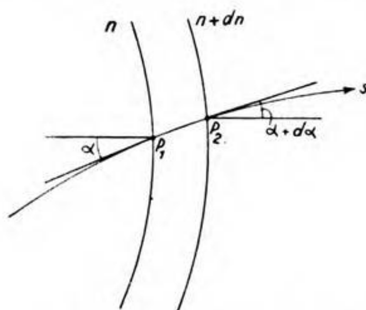


Fig. 8. — Traiettoria luminosa in un mezzo rifrangente continuo.

vicini (fig. 8); siano n ed $n + dn$ i valori dell'indice di rifrazione rispettivamente sulla prima e sulla seconda di tali superficie. Siano poi α ed $\alpha + d\alpha$ gli angoli che formano rispettivamente le tangenti in P_1 e in P_2 alla s con le normali alle due superficie negli stessi punti. Ritenendo che le due normali siano coincidenti, le due superficie si possono confondere in una sola, la quale separi due mezzi aventi rispettivamente indice di

rifrazione n ed $n + dn$. La legge della rifrazione della luce si traduce allora nella relazione:

$$[I\text{-}1] \qquad n \operatorname{sen} \alpha = (n + dn) \operatorname{sen} (\alpha + d\,\alpha)\,.$$

Ponendo cos $(d\,\alpha) = 1$ e sen $(d\,\alpha) = d\,\alpha$, e trascurando gli infinitesimi di ordine superiore al primo, la precedente relazione diventa:

$$dn \operatorname{sen} \alpha + nd\alpha \cos \alpha = d\,(n \operatorname{sen} \alpha) = 0\,,$$

dalla quale si ricava:

$$[I\text{-}2] \qquad n \operatorname{sen} \alpha = \text{cost}\,.$$

Questa relazione coincide formalmente con la [5] del testo, come si era annunciato.

APPENDICE II.

Un corpuscolo elettrico di carica $-e$ e di massa m, il quale si muova con velocità $\mathbf{v}$ entro una regione in cui agiscono contemporaneamente un campo elettrico $\mathbf{F} = -\operatorname{grad} \varphi$ ed un campo magnetico $\mathbf{B} = \operatorname{rot} \mathbf{A}$ stazionari $(d\,\varphi\,/\,dt = d\,\mathbf{A}\,/\,dt = 0)$, è soggetto ad una forza:

$$[II\text{-}1] \qquad \mathbf{f} = -e\,\mathbf{F} - e\,\mathbf{v} \wedge \mathbf{B}\,.$$

La traiettoria che il corpuscolo descrive tra due punti P_1 e P_2, per cui transita negli istanti t_1 e t_2 rispettivamente, è definita dall'equazione variazionale di Hamilton:

$$[II\text{-}2] \qquad \int_{t_1}^{t_2} (m\,\mathbf{v} \times \delta\,\mathbf{v} + \mathbf{f} \times \delta\,P)\,dt = 0\,,$$

essendo P il punto generico della traiettoria stessa.

Tenendo conto del fatto che $\delta\,P$ è zero agli estremi della traiettoria, l'equazione [II-2] si può scrivere nella forma:

$$[II\text{-}3] \qquad \delta \int_{t_1}^{t_2} \left(\frac{m\,\mathbf{v}^2}{2} + e\,\varphi - e\,\mathbf{v} \times \mathbf{A}\right) dt = 0\,.$$

Finalmente, indicando con $e\,E = mv^2/2 - e\,\varphi$ l'energia del corpuscolo, con $ds = v\,dt$ l'elemento di traiettoria e con $\mathbf{t}$ il vettore unitario tangente alla traiettoria stessa, la [II-3] diventa:

$$[II\text{-}4] \qquad \delta \int_{P_1}^{P_2} \left[\sqrt{\frac{2\,m}{e}\,(E + \varphi)} - \mathbf{A} \times \mathbf{t}\right] ds = 0\,,$$

che esprime il principio di Hamilton per i movimenti di corpuscoli elettrici negativi in campi elettromagnetici stazionari.

Ciò posto, si consideri una regione qualsiasi di spazio riempita da un mezzo dispersivo, in cui l'indice di rifrazione n sia funzione del posto ed eventualmente della direzione e della frequenza della luce. Se in tale regione si propaga un raggio di luce monocromatica, la traiettoria s da esso descritta tra due punti P_1 e P_2 è definita dall'equazione variazionale di Fermat:

[II-5] $$\delta \int_{P_1}^{P_2} n \, ds = 0 ,$$

che esprime la condizione di stazionarietà del cammino ottico, o, ciò che è lo stesso, del tempo impiegato a descrivere la traiettoria.

Il confronto della [II-5] con la [II-4] conduce alla formulazione dell'analogia ottico-elettronica.

APPENDICE III.

La funzione potenziale $\varphi(r, z)$ di un campo elettrostatico con simmetria di rivoluzione intorno ad un asse soddisfa la seguente equazione differenziale:

[III-1] $$\frac{\partial^2 \varphi}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial \varphi}{\partial r} + \frac{\partial^2 \varphi}{\partial z^2} = 0 ,$$

che è l'equazione di Laplace in coordinate cilindriche r, ϑ, z, nel caso in cui l'asse Oz coincida con l'asse di simmetria del campo e quindi sia $\frac{\partial \varphi}{\partial \vartheta} = 0$.

Ponendo:

$$\varphi(r, z) = F(z) \cdot G(z) ,$$

la [III-1] assume la forma:

$$\frac{1}{G} \left(\frac{d^2 G}{dr^2} + \frac{1}{r} \frac{dG}{dr} \right) + \frac{1}{F} \frac{d^2 F}{dz^2} = 0 ,$$

la quale si spezza nelle due seguenti equazioni alle derivate totali:

[III-2] $$\frac{1}{F} \frac{d^2 F}{dz^2} = -k^2 ,$$

$$\frac{1}{G} \left(\frac{d^2 G}{dr^2} + \frac{1}{r} \frac{dG}{dr} \right) = k^2$$

essendo k^2 un parametro costante. Le soluzioni generali delle [III-2] sono:

[III-3] $$F(z) = A_1(k) \, e^{ikz} + A_2(k) \, e^{-ikz} ,$$

$$G(r) = B_1(k) \cdot J_0(ikr) + B_2(k) \, N_0(ikr) ,$$

essendo $A_1(k)$, $A_2(k)$, $B_1(k)$, $B_2(k)$ costanti d'integrazione, $J_0(x)$ ed $N_0(x)$ le funzioni di Bessel di ordine zero e rispettivamente di primo e di secondo

tipo. La funzione $\varphi(r, z)$ si ottiene allora sommando per tutti i valori di k i prodotti $F(z) \cdot G(r)$.

La condizione che il potenziale sia finito all'infinito ($z = \infty$) esclude i valori complessi di k; quella che il potenziale sia finito sull'asse di simmetria ($r = 0$) impone che sia $B_2(k) = 0$ per qualunque valore di k, essendo $N_0(0) = \infty$.

$$P(k) = [A_1(k) + A_2(k)]\, B_1(k)\ , \quad Q(k) = i\,[A_1(k) - A_2(k)] \cdot B_1(k)\,,$$

si ha quindi:

[III-4] $$\varphi(r, z) = \int_0^\infty [P(k) \cos kz + Q(k) \operatorname{sen} kz]\, J_0(ikr)\, dk\,.$$

Si ricordi ora che è:

$$J_0(ikr) = \sum_{m=0}^{\infty} \frac{k^{2m} r^{2m}}{2^{2m} m!^2}\ ,$$

e si indichi con $\Phi(z)$ il potenziale sull'asse di simmetria. Si trova:

$$\Phi(z) = \varphi(0, z) = \int_0^\infty [P(k) \cos kz + Q(k) \operatorname{sen} kz]\, dk\,,$$

$$\frac{d^{2m}\Phi}{dz^{2m}} = (-1)^m \int_0^\infty k^{2m}\, [P(k) \cos kz + Q(k) \operatorname{sen} kz]\, dk\ ;$$

e in conseguenza:

[III-5] $$\varphi(r, z) = \sum_{m=0}^{\infty} \frac{r^{2m}}{2^{2m} m!^2} \int_0^\infty k^{2m} [P(k) \cos kz + Q(k) \operatorname{sen} kz]\, dk = \\ = \sum_{m=0}^{\infty} \frac{(-1)^m r^{2m}}{2^{2m} m!^2} \frac{d^{2m}\Phi}{dz^{2m}}\ .$$

APPENDICE IV.

Il calcolo delle variazioni consente di ricavare dalla [II-5] le equazioni differenziali della traiettoria. Nel caso in cui il mezzo sia isotropo e presenti simmetria di rivoluzione intorno ad un asse, assumendo un sistema di coordinate cilindriche con l'asse di simmetria come asse z, per i raggi che passano per l'asse tali equazioni risultano:

[IV-1] $$\begin{cases} n \dfrac{d^2 r}{d s^2} + \dfrac{dr}{ds}\left(\dfrac{\partial n}{\partial r}\dfrac{dr}{ds} + \dfrac{\partial n}{\partial z}\dfrac{dz}{ds}\right) = \dfrac{\partial n}{\partial r}\ , \\ n \dfrac{d^2 z}{d s^2} + \dfrac{dz}{ds}\left(\dfrac{\partial n}{\partial r}\dfrac{dr}{ds} + \dfrac{\partial n}{\partial z}\dfrac{dz}{ds}\right) = \dfrac{\partial n}{\partial z}\ , \end{cases}$$

tra le quali si può eliminare s ottenendo l'equazione differenziale della traiettoria:

$$[\text{IV-2}] \qquad n \frac{d^2 r}{d z^2} + \left[1 + \left(\frac{dr}{dz}\right)^2\right] \left(\frac{\partial n}{\partial z} \frac{dr}{dz} - \frac{\partial n}{\partial r}\right) = 0 \ .$$

Se in questa si pone $n = \sqrt{E + \varphi}$, si ricava l'equazione differenziale delle traiettorie elettroniche in un campo elettrico a simmetria assiale. Per avere l'equazione delle traiettorie para-assiali si deve poi porre:

$$\varphi = \Phi(z) \ , \quad \frac{\partial \varphi}{\partial z} = \frac{d\Phi}{dz} \ , \quad \frac{\partial \varphi}{\partial r} = -\frac{r}{2} \frac{d^2 \Phi}{d z^2} \ , \quad \left(\frac{dr}{dz}\right)^2 \ll 1 \ .$$

Si ottiene allora:

$$[\text{IV-3}] \qquad \sqrt{E + \Phi} \frac{d^2 r}{d z^2} + \frac{1}{2} \frac{1}{\sqrt{E + \Phi}} \frac{d\Phi}{dz} \frac{dr}{dz} + {} + \frac{1}{4} \frac{1}{\sqrt{E + \Phi}} \frac{d^2 \Phi}{d z^2} r = 0 \ ,$$

o anche:

$$[\text{IV-4}] \qquad \frac{d}{dz} \left(\sqrt{E + \Phi} \frac{dr}{dz}\right) + \frac{r}{4 \sqrt{E + \Phi}} \frac{d^2 \Phi}{d z^2} = 0 \ .$$

Questa, ponendo:

$$(\text{IV-5}) \qquad P(z) = \frac{\sqrt{E + \Phi}}{r} \frac{dr}{dz} \ ,$$

si trasforma nell'equazione di Riccati:

$$[\text{IV-6}] \qquad \frac{dP}{dz} = -\frac{1}{\sqrt{E - \Phi}} P^2 - \frac{1}{4 \sqrt{E - \Phi}} \frac{d^2 \Phi}{d z^2} \ ,$$

la quale è integrabile se si conosce un integrale particolare.

La [IV-3] è un'equazione differenziale di second'ordine. Note quindi due soluzioni particolari indipendenti, il suo integrale generale è una loro combinazione lineare a coefficienti costanti. Siano r_1 ed r_2 tali soluzioni particolari corrispondenti rispettivamente ad una retta d'incidenza e ad una retta d'emergenza parallele all'asse:

per $z \leq z_c \quad r'_1 = 0 \quad r_1 = h_1 = \text{cost.}$

» $z \geq z_s \quad r'_2 = 0 \quad r_2 = h_2 = \text{cost.}$,

essendo z_c e z_s le ascisse rispettivamente del catodo e dello schermo. Il wronskiano $r_2 r'_1 - r_1 r'_2$ di tali soluzioni è certamente non nullo nella prima e nella seconda regione e quindi le due soluzioni ora definite sono indipendenti. La soluzione generale è quindi:

$$r = C_1 r_1 + C_2 r_2 \ .$$

Indicando allora con $r_1 = m_2 z + n_2$ la retta d'emergenza della prima traiettoria fondamentale e con $r_2 = m_1 z + n_1$ la retta d'incidenza della

seconda, le rette d'incidenza e d'emergenza di una traiettoria qualunque risultano:

[IV-7]
$$r = C_1 h_1 + C_2 (m_1 z + n_1) ,$$
$$r = C_1 (m_2 z + n_2) + C_2 h_2 ,$$

dalle quali, ponendo

$$C_1 h_1 = h , \qquad C_2 m_1 = m ,$$
$$-\frac{n_1}{m_1} = z'_f , \qquad -\frac{n_2}{m_2} = z''_f ,$$
$$\frac{h_2}{m_1} = f' , \qquad \frac{h_1}{m_2} = f'' ,$$

si ottiene:

[IV-8]
$$r = h + m (z - z'_f) ,$$
$$r = mf' + \frac{h (z - z''_f)}{f''} ,$$

che rappresentano le rette d'incidenza e d'emergenza di una qualunque traiettoria in funzione della distanza h dall'asse del punto d'incontro tra la retta d'incidenza ed il primo piano focale, dell'inclinazione m sull'asse della stessa retta d'incidenza, delle ascisse dei fuochi e delle distanze focali.

Dalla [IV-4], per due traiettorie qualunque, si ricava:

[IV-9]
$$r_2 \frac{d r_1}{dz} - r_1 \frac{d r_2}{dz} = \frac{C}{\sqrt{E + \Phi}} ,$$

essendo C una costante. Scrivendo questa relazione per le due coppie di rette d'incidenza e d'emergenza si ha:

$$[h_2 + m_2 (z - z'_f)] m_1 - [h_1 + m_1 (z - z'_f)] m_2 = h_2 m_1 - h_1 m_2 =$$
$$= \frac{C}{\sqrt{E + \Phi'}} ,$$
$$\left[m_2 f' + \frac{h_2}{f''} (z - z''_f)\right] \frac{h_1}{f''} - \left[m_1 f' + \frac{h_1}{f''} (z - z''_f)\right] \frac{h_2}{f''} =$$
$$= -(h_2 m_1 - h_1 m_2) \frac{f'}{f''} = \frac{C}{\sqrt{E + \Phi''}} ;$$

dalle quali, dividendo membro a membro, si ricava:

[IV-10]
$$\frac{\sqrt{E + \Phi'}}{\sqrt{E + \Phi''}} = -\frac{f'}{f''} .$$

APPENDICE V.

Dato un sistema diottrico centrato, che confini con due mezzi di indice di rifrazione rispettivamente n' ed n'' e di cui f' ed f'' siano le due distanze focali, si chiama *potere rifrangente* del sistema la quantità:

[V-1] $$D = -\frac{n'}{f'} = \frac{n''}{f''} .$$

Per un sistema formato da una sola superficie sferica di raggio R è:

[V-2] $$D = \frac{n'' - n'}{R} .$$

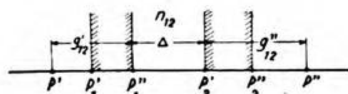


Fig. 9. — Sistema composto di due sistemi semplici.
P_1', P_1'', P_2', P_2'' - punti principali dei sistemi componenti;
P', P'' - punti principali del sistema composto.

Per un sistema ottenuto riunendone altri due, i quali abbiano rispettivamente poteri rifrangenti D_1 e D_2, siano separati da un mezzo di indice di rifrazione n_{12} e siano disposti in modo che il primo punto principale del secondo sistema sia ad una distanza Δ dal secondo punto principale del primo (fig. 9), si ha:

[V-3] $$D_{12} = D_1 + D_2 - \frac{\Delta}{n_{12}} D_1 D_2 .$$

In questo caso la distanza tra il primo punto principale del sistema composto ed il secondo punto principale del primo dei due sistemi componenti risulta:

[V-4] $$g'_{12} = \frac{n'}{n_{12}} \frac{D_2}{D_{12}} \Delta ;$$

la distanza tra il secondo punto principale del sistema composto ed il primo punto principale del secondo dei due sistemi componenti è invece:

[V-5] $$g''_{12} = - \frac{n''}{n_{12}} \frac{D_1}{D_{12}} \Delta .$$

Ciò posto, si consideri un sistema centrato costituito da una successione di mezzi di indici di rifrazione n_0, n_{01}, n_{12}, ..., $n_{k(k+1)}$, ... separati da superficie sferiche le quali incontrano l'asse del sistema nei punti P_0, P_1, ..., P_k, ... rispettivamente di ascisse z_0, $z_0 + \delta z$, $z_0 + 2\,\delta z$, ..., $z_0 + k\,\delta z$, ..., essendo $\delta z^2 \ll \delta z$. In ciascuno dei punti P_k ($k = 0, 1, ...$) vengono a coincidere i punti principali del sistema generico formato dai due mezzi successivi di indici $n_{(k-1)k}$ ed $n_{k(k+1)}$ (fig. 10). Sia D_k il potere rifrangente di tale sistema. Indichiamo con $D_{l(l+1)...m}$

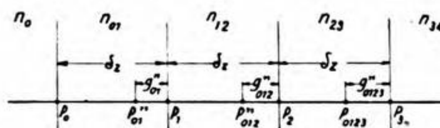


Fig. 10. — Sistema composto da più mezzi susseguentisi.

il potere rifrangente del sistema formato dal complesso delle superficie che incontrano l'asse nei punti P_l, $P_{(l+1)}$, ..., P_m; indichiamo anche con $g''_{l(l+1)\dots m}$ la distanza da P_m del secondo punto principale di tale sistema.

Trascurando le potenze di δz superiori alla prima, si ha:

$$D_{01} = D_0 + D_1 - \frac{D_0 D_1}{m_{01}} \delta z \,, \qquad g''_{01} = - \frac{n_{12}}{n_{01}} \frac{D_0}{D_{01}} \delta z \;;$$

$$\begin{aligned} D_{012} &= D_{01} + D_2 - \frac{D_{01} D_2}{n_{12}} (\delta z - g''_{01}) = \\ &= D_0 + D_1 + D_2 - \left(\frac{D_0 D_1}{n_{01}} + \frac{D_0 D_2}{n_{01}} + \frac{D_0 D_2}{n_{12}} + \frac{D_1 D_2}{n_{12}}\right) \delta z \,, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} g''_{012} &= - \frac{n_{23}}{n_{12}} \frac{D_{01}}{D_{012}} (\delta z - g''_{01}) = \\ &= - \frac{n_{23}}{D_{012}} \left(\frac{D_0}{n_{01}} + \frac{D_0}{n_{12}} + \frac{D_1}{n_{12}}\right) \delta z \;; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} D_{0123} &= D_{012} + D_3 - \frac{D_{012} D_3}{n_{23}} (\delta z - g''_{012}) = \\ &= D_0 + D_1 + D_2 + D_3 - \left[\frac{D_0}{n_{01}} (D_1 + D_2 + D_3) + \frac{D_0}{n_{12}} (D_2 + D_3) + \right. \\ &\qquad \left. + \frac{D_0}{n_{23}} D_3 + \frac{D_1}{n_{12}} (D_2 + D_3) + \frac{D_1}{n_{23}} D_3 + \frac{D_2}{n_{23}} D_3\right] \delta z \,, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} g''_{0123} &= - \frac{n_{34}}{n_{23}} \frac{D_{012}}{D_{0123}} (\delta z - g''_{012}) = \\ &= \frac{n_{34}}{D_{0123}} \left[\frac{1}{n_{01}} D_0 + \frac{1}{n_{12}} (D_0 + D_1) + \frac{1}{n_{23}} (D_0 + D_1 + D_2)\right] \delta z \;; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} D_{01\dots k} &= \sum_{i=0}^{k} D_i - \left(\frac{D_0}{n_{01}} \sum_{i=1}^{k} D_i + \frac{D_0}{n_{12}} \sum_{i=2}^{k} D_i + \frac{D_0}{n_{23}} \sum_{i=3}^{k} D_i + \dots \right. \\ &\qquad + \frac{D_1}{n_{12}} \sum_{i=2}^{k} D_i + \frac{D_1}{n_{23}} \sum_{i=3}^{k} D_i + \dots \\ &\qquad + \frac{D_2}{n_{23}} \sum_{i=3}^{k} D_i + \dots \\ &\qquad \left. \dots \dots \dots \right) \delta z = \\ &= \sum_{i=0}^{k} D_i - \sum_{j-0}^{k-1} \left(\frac{1}{n_{j(j+1)}} \sum_{i=0}^{j} D_i \sum_{i=j+1}^{k} D_j\right) \delta z \,, \end{aligned}$$

$$g''_{01\ldots k} = \frac{n_{k(k+1)}}{D_{01\ldots k}} \sum_{j=0}^{k-1} \left(\frac{1}{n_{j(j+1)}} \sum_{i=0}^{j} D_i \right) \delta z \ .$$

Se ora si fa tendere δz a zero, moltiplicando contemporaneamente il numero delle superficie sferiche, si passa facilmente al caso di un sistema ottico costituito da un mezzo, il cui indice di rifrazione sia funzione continua del posto: $n = n(z)$. Facendo allora $n_{j(j+1)} = n$, la [V-2] fornisce:

[V-6] $$D_i = \frac{1}{R} \frac{dn}{dz} dz = D(z)\, dz \ ,$$

dove anche R si deve intendere funzione di z. Supponendo allora che il sistema sia compreso tra due mezzi omogenei di indice rispettivamente n' ed n'' e indicando con z' e z'' le ascisse dei due punti estremi del sistema stesso, cone z'_P e z''_P quelle dei punti principali, il potere rifrangente complessivo risulta:

[V-7] $$D = -\frac{n'}{f'} = \frac{n''}{f''} = \int_{z'}^{z''} D(z)\, dz - \int_{z'}^{z''} \left[\frac{1}{n(z)} \int_{z'}^{z} D(z)\, dz \int_{z}^{z''} D(z)\, dz \right] dz \ ,$$

mentre si ha pure:

[V-8] $$z''_P - z'' = -\frac{n''}{D} \int_{z'}^{z''} \left[\frac{1}{n} \int_{z'}^{z} D(z)\, dz \right] dz \ ,$$

e in modo analogo si trova:

[V-9] $$z'_P - z' = -\frac{n'}{D} \int_{z'}^{z''} \left[\frac{1}{n} \int_{z}^{z''} D(z)\, dz \right] dz \ .$$

Nel caso dei sistemi ottico-elettronici elettrici, si ha:

$$n = \sqrt{E + \Phi} \quad , \quad \frac{1}{R} = -\frac{1}{2} \left(\frac{d^2 \Phi}{dz^2} : \frac{d\Phi}{dz} \right) , \quad \frac{dn}{dz} = \frac{1}{2\sqrt{E + \Phi}} \frac{d\Phi}{dz}$$

e quindi:

[V-10] $$D(z) = -\frac{1}{4} \frac{1}{\sqrt{E + \Phi}} \frac{d^2\Phi}{dz^2} \ .$$

BIBLIOGRAFIA

Per la ricchissima bibliografia sull'argomento si rimanda al fascicolo di dicembre 1936 (XVII, 12) di « Zeitschrift für technische Physik », in cui sotto il titolo comune di « Elektronenoptik - Zusammenfassende

allgemeine Berichte » è raccolta una serie di articoli di numerosi specialisti, che illustrano lo stato della teoria e della tecnica dell'ottica elettronica fino a tale data. Gli articoli sono anche corredati dalla bibliografia. Ad essa si possono aggiungere gli articoli seguenti:

I. G. MALOFF a. D. W. EPSTEIN: Theory of electron gun - Television, 1936, I, p. 309.

D. W. EPSTEIN: Electron optical system of two cylinders as applied to cathode-ray tubes - Television, 1936, I, p. 405.

R. GANS: Strahlengang in elektronischen Systemen - Z. f. techn. Phys., 1937, XVIII, p. 41.

K. DIELS u. G. WENDT: Die 8 Bildfehler dritter Ordnung magnetischer Elektronenlinsen - Z. f. techn. Phys., 1937, XVIII, p. 65.

R. R. LAW: High current electron gun for projection Kinescopes - Proc. I. R. E., 1937, XXV, p. 954.

D. B. LANGMUIR: Theoretical limitations of cathode-ray tubes - Proc. I. R. E., 1937, XXV, p. 977.

G. GALLARATI e G. MADIA: L'ottica elettronica e la sua applicazione nel microscopio e nel telescopio elettronico - Televisione, 1937, I, p. 59.

STATO ATTUALE DEI COLLEGAMENTI PER TELEFONIA E PER TELEVISIONE SU CAVI COASSIALI

FILIBERTO MAROCCHI

Si riportano notizie sui cavi interurbani, contenenti circuiti coassiali, finora installati o progettati in America e nei principali paesi di Europa, e sui sistemi di utilizzazione di tali cavi per telefonia multipla ad ampia gamma di frequenze e per televisione. Si accenna anche alle applicazioni della telefonia a frequenze portanti sui cavi sotterranei ordinari e sui cavi coassiali sottomarini.

1. - Quasi tutti i più importanti paesi stanno procedendo o per procedere ad una estensione della loro rete di cavi telefonici a lunga distanza (1) e, dati gli enormi immobilizzi di capitali che impianti di tal genere comportano, si cerca ovunque di trar partito dalle grandi e quasi impensate possibilità che gli studi di questi ultimi anni hanno aperto alla tecnica delle trasmissioni su filo, per scegliere soluzioni adeguate ai prevedibili sempre più intensi sviluppi del traffico telefonico. È noto che la tendenza moderna è per l'uso di trasmissioni multiple a frequenze portanti su circuiti poco o punto pupinizzati, il che porta a una diminuzione del costo dei cavi veri e propri e dei corrispondenti accessori, ma ad un aumento del costo dell'apparecchiatura e della relativa spesa di sorveglianza e manutenzione.

Il normale circuito bifilare dei cavi interurbani è oggi in molti casi utilizzato per un numero di trasmissioni (unidirezionali) che va da due a cinque, e — senza bobine Pupin — viene ormai usato anche per 10-15 trasmissioni. Ora, con l'introduzione del circuito coassiale e dei sistemi di amplificazione e modulazione ad ampia gamma di frequenze, il numero delle trasmissioni sale ad alcune centinaia, ed inoltre si rendono possibili le trasmissioni di televisione, che (com'è noto) richiedono ampiezze di gamma di uno o più megahertz.

Un cavo coassiale non molto grosso equivale dunque a un cavo di più d'un centinaio di bicoppie utilizzate col vecchio sistema o ad alcune

(1) Per quanto riguarda l'Italia, è noto che il 26-8-1937-XV fu autorizzata, per la rete sotterranea dello Stato, una spesa di 400 milioni di lire, da ripartirsi negli esercizi dal 1938-39 al 1945-46. Le somme precedentemente autorizzate, dal 1925 al 1937, ammontavano a 900 milioni di lire, senza contare gli investimenti delle società private.

decine di bicoppie utilizzate col sistema delle frequenze portanti; ma non è a credere che il nuovo soppianterà senz'altro l'antico. I tre sistemi possono invece utilmente coesistere e completarsi a vicenda, poichè è evidente, che se da un lato è vantaggioso disporre il circuito coassiale con le sue centinaia di comunicazioni fra grandi città — come a costituire un'arteria di un'unica grande rete urbana — resta d'altra parte un vasto campo per un'economica applicazione del classico cavo a bicoppie, con e senza pupinizzazione, per i collegamenti fra i centri urbani minori e per le più o meno importanti diramazioni che si dipartono dalla suddetta grande arteria.

Così oggi si trova che il più moderno tipo di cavo interurbano (che per brevità chiameremo « cavo coassiale ») si compone di pochi circuiti coassiali e di un numero più o meno grande di coppie e bicoppie, alcune pupinizzate per comunicazioni a frequenza vocale, e altre soltanto leggermente o non pupinizzate per trasmissioni a frequenza portante, nonchè di alcune coppie schermate per collegamenti di radiodiffusione. Il numero e le dimensioni dei suddetti vari tipi di circuiti sono naturalmente, caso per caso, studiati in modo da rispondere opportunamente alle prevedibili esigenze del traffico telefonico dei vari paesi.

Dal punto di vista economico, si trova che il cavo coassiale, con tutta la relativa apparecchiatura, dà luogo a una spesa d'impianto un poco minore di quella che si avrebbe adottando il classico cavo pupinizzato, a pari numero di comunicazioni disponibili. Esso presenta inoltre il vantaggio di permettere l'applicazione delle trasmissioni di televisione senza altra spesa che quella dell'apparecchiatura occorrente per essa.

La disponibilità di un'amplissima banda di frequenze per trasmissioni televisive su questi cavi interurbani viene in realtà oggi considerata come un di più, che potrebbe anche e più vantaggiosamente servire per un maggior numero di comunicazioni telefoniche. È infatti da prevedere ancora lontano il tempo in cui un servizio di televisione, del tipo di quello oggi esistente per la radiodiffusione e per il cinematografo, o anche accoppiato al telefono (fonotelevisione), potrà rimunerare le enormi spese necessarie per attuarlo; mentre è noto d'altra parte, che un servizio nazionale di televisione non è possibile senza cavi, poichè i radiotrasmettitori ad onda cortissima non possono coprire che una zona di poche decine di kilometri di diametro.

La presente nota, redatta sulla scorta di quanto è stato finora pubblicato in varie sedi, ha lo scopo di dare una brevissima notizia delle soluzioni adottate o progettate nei principali paesi d'Europa e negli Stati Uniti d'America per questa nuova e promettente applicazione, oggi ancora agli inizi, nel campo delle comunicazioni su filo.

2. - In America, il cavo New York-Filadelfia (153 km) (²) contiene due circuiti coassiali (uno per la trasmissione in un senso e l'altro in senso

(²) El. Engng., 1937, LVI, p. 7; A. F., 1937, VI, p. 399; 1938, VII, p. 126.

opposto) capaci di trasmettere una gamma di frequenze fino a circa 1 MHz con 10 stazioni amplificatrici distanti circa 17 km, ed è previsto per 240 comunicazioni telefoniche (20 gruppi di 12 comunicazioni) ciascuna delle quali impegna una gamma di 4 kHz. Ogni circuito coassiale è costituito da un filo di 1,83 mm di diametro sostenuto per mezzo di dischetti di ebanite nel centro del conduttore tubolare esterno, che ha un diametro interno di 6,73 mm ed è fasciato con nastrini di materiale magnetico. Oltre ai due circuiti coassiali il cavo contiene 4 coppie da 0,9 mm isolate in carta ed aria, ed ha un diametro esterno di 22,2 mm.

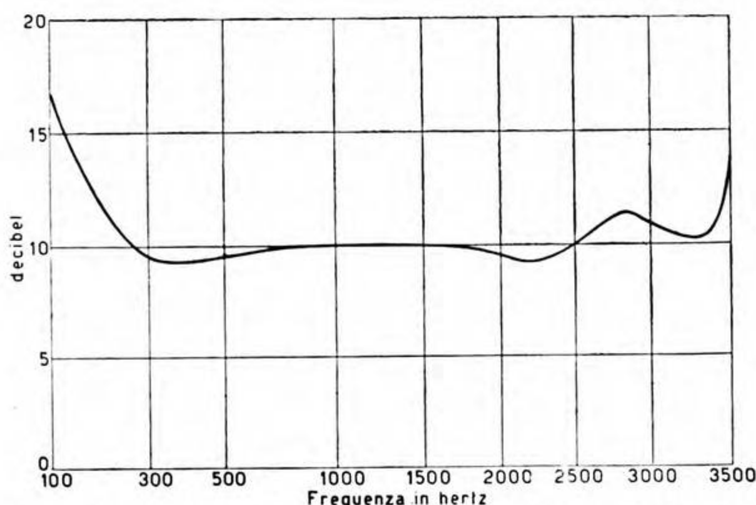


Fig. 1. — Attenuazione delle frequenze udibili in un canale del sistema applicato sul cavo coassiale New York-Filadelfia. (Intervallo fra le frequenze portanti dei vari canali, 4 kHz; uso di filtri a cristallo di quarzo).

Il servizio telefonico fu inaugurato in via sperimentale il 1° dicembre 1936 e l'apparecchiatura installata in un primo tempo serve soltanto per 36 comunicazioni (3 gruppi). La fig. 1 rappresenta la curva tipica di attenuazione di un canale (per la cui delimitazione si usano filtri con cristalli di quarzo): si vede che la gamma delle frequenze udibili effettivamente trasmessa è assai ampia, quale è richiesta dalle moderne tendenze della tecnica.

Il cavo non era destinato a televisione, ma esperimenti di trasmissione di pellicole sonore sono stati iniziati il 9 novembre 1937 (3) con una gamma di frequenze di circa 0,8 MHz (fra 144 e 950 kHz) corrispondente a una finezza di 240 linee con 24 immagini al secondo. Sembra che ora si pensi di raddoppiare il numero delle stazioni amplificatrici (che ver-

(3) E. F. D., 1938, 48, p. 74.

ranno così ad essere spaziate di circa 8,5 km, e che saranno senza personale di servizio), in modo da elevare la banda di frequenze trasmissibili fino a 2 MHz, il che permetterà di applicare una televisione di miglior qualità (fino a 350 linee) oppure 480 comunicazioni telefoniche.

Oltre al suddetto sistema di trasmissioni sul cavo coassiale, è stato in America allestito un altro sistema a frequenze portanti, che utilizza gli stessi apparecchi e costituisce un elemento del sistema coassiale stesso. Si tratta del così detto « sistema K » o « sistema a 12 canali », che verrà applicato sui normali cavi a bicoppie senza pupinizzazione (anche su quelli già posati, dopo avervi fatto un ulteriore bilanciamento degli squilibri di capacità e d'induttanza), nonchè sulle linee aeree ([4]). Le 12 trasmissioni (unidirezionali) occupano la gamma 12 ÷ 60 kHz e le stazioni amplificatrici (di cui alcune senza personale di sorveglianza) sono distanziate di circa 27 km, cioè di circa 1/3 della normale sezione di amplificazione dei cavi pupinizzati. Per evitare interferenze fra le trasmissioni dirette in senso opposto (paradiafonia) si adoperano due cavi separati.

3. - In Germania ([5]), il collegamento Berlino-Lipsia, inaugurato il 1° marzo 1936, è stato prolungato fino a Monaco e se ne sta ora installando un altro fra Berlino e Amburgo, mentre è già deciso il Berlino-Francoforte-Colonia: complessivamente circa 1800 km di cavo, di cui più della metà già posati. Ogni collegamento è costituito da due distinti cavi coassiali (uno per la trasmissione in un senso e l'altro in senso opposto)

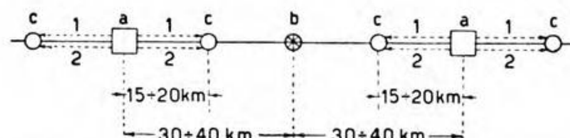


Fig. 2. — Disposizione delle stazioni amplificatrici per cavi coassiali in Germania: *a* - stazioni principali, *b* - stazioni secondarie, *c* - stazioni secondarie senza personale di sorveglianza; 1 - alimentazione a 50 Hz per mezzo del conduttore centrale, 2 - comando a distanza per mezzo del conduttore centrale.

circondati da un certo numero di coppie e bicoppie in carta ed aria. Come è noto ([6]), l'isolante del cavo coassiale tedesco è costituito da spirali e nastri di stiroflex o da dischetti di frequenta; i diametri dei due conduttori sono 5 e 18 mm. Esso può trasmettere fino a 1 MHz con una distanza degli amplificatori di circa 35 km (metà della distanza fra gli amplificatori dei normali cavi interurbani in Germania), e fino a 4 MHz con una distanza di circa 17,5 km (attenuazione massima, circa 6 neper in entrambi i casi). La fig. 2 mostra la disposizione delle stazioni amplificatrici principali e secondarie, di cui alcune senza personale di servizio.

([4]) Bell S.T.J., 1937, XVI, p. 119; 1938, XVII, p. 80; A. F., 1938, VII, p. 195.
([5]) E. F. D., 1937, 46, p. 101.
([6]) A. F., 1937, VI, p. 746.

Il cavo è destinato a trasmettere due distinte bande di frequenza, che sono separate con filtri in tutte le stazioni: la banda compresa fra 1 e 4 MHz servirà per televisione e sarà amplificata in tutte le stazioni; la banda inferiore a 1 MHz (e più precisamente compresa fra 90 e 690 kHz) servirà per telefonia e sarà amplificata ogni due stazioni (cioè solo nei punti *a* e *b* della fig. 2). Le trasmissioni di televisione potranno essere di qualità ottima (441 linee e 25 immagini al secondo) data l'ampiezza della gamma disponibile; per la telefonia sono previste 200 comunicazioni occupanti ciascuna una gamma di 3 kHz: frequenze udibili effettivamente trasmesse da 0,3 a 2,7 kHz (fig. 3).

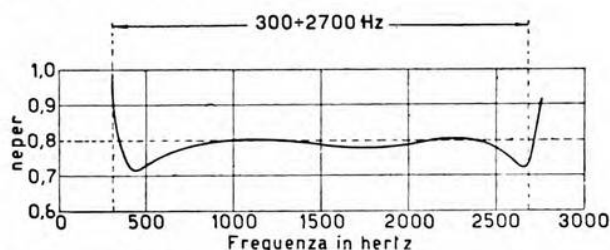


Fig. 3. — Attenuazione delle frequenze udibili in un canale del sistema applicato sul cavo coassiale Berlino-Lipsia. (Intervallo fra le frequenze portanti dei vari canali, 3 kHz; senza filtri a cristallo di quarzo).

Le apparecchiature installate finora permettono una utilizzazione parziale del cavo, ma sono già state sperimentate quelle definitive, che, per il servizio telefonico, saranno installate entro il 1938 sui cavi Berlino-Monaco e Berlino-Amburgo. Il servizio di televisione sul cavo Berlino-Lipsia fu inaugurato il 1º marzo 1936 (e in agosto 1937 esteso fino a Norimberga) con la banda $0{,}8 \div 1{,}3$ MHz, che corrisponde a una finezza di 180 linee con 25 immagini al secondo. Attualmente esiste un servizio di fonotelevisione fra Berlino, Lipsia e Norimberga. Inoltre sembra ora che si pensi (7) di mantenere ed estendere anche agli altri cavi in corso di posa tale servizio con 180 linee per fonotelevisione, e di applicare poi la televisione con 441 linee per servizio collettivo (sale cinematografiche) e familiare (radioricevitori privati) sulla gamma da 2 MHz in su, fino a oltre 4 MHz.

Il servizio telefonico sul cavo Berlino-Lipsia fu inaugurato il 15 maggio 1937 con 5 comunicazioni, in sèguito portate a 30.

Il sistema telefonico comprende tre successivi stadi di modulazione: ognuna delle 200 gamme udibili (limitate con filtri a $0{,}3 \div 2{,}7$ kHz) viene premodulata con la frequenza 6 kHz, sopprimendo poi la portante e una delle gamme laterali che ne risultano; 10 delle gamme così ottenute vengono modulate con 10 diverse frequenze portanti e in tal modo trasferite una di fianco all'altra fra 30 e 60 kHz, costituendo un gruppo;

(7) E. F. D., 1938, 48, p. 6.

infine 20 di tali gruppi sono modulati con altrettante frequenze portanti in modo da ottenere la gamma 90 ÷ 690 kHz riempita con i 200 canali.

È stato previsto di adoperare per la telefonia a frequenze portanti non solo il circuito coassiale, ma altresì alcune delle quaterne a stella isolate con carta e aria che circondano il circuito coassiale stesso. Infatti, ognuno dei su accennati gruppi di 10 trasmissioni (unidirezionali) comprese fra 30 e 60 kHz può essere applicato su ciascuna coppia di tali quaterne a stella, non pupinizzate e fornite di stazioni amplificatrici ogni circa 35 km; ogni gruppo è per di più completato con altre 5 trasmissioni comprese fra 9 e 24 kHz, amplificando tutti i 15 canali insieme nei punti segnati con *a* e *b* nella fig. 2. Anche in questo caso, per ottenere le comunicazioni complete nei due sensi, senza interferenze, si adoperano circuiti posti nei due cavi separati. Tale sistema di 10 + 5 trasmissioni su circuiti non pupinizzati è chiamato « sistema U », mentre quello del cavo coassiale è chiamato « sistema B ». Questi due sistemi vengono così ad aggiungersi agli altri sistemi a frequenze portanti già da tempo in uso in Germania ([8]): il « sistema L » (pupinizzazione leggera, una trasmissione a frequenza vocale ed una a frequenza portante) ed il « sistema S » (pupinizzazione leggerissima, una trasmissione a frequenza vocale e tre a frequenze portanti).

4. - In Inghilterra ([9]) un cavo coassiale è stato posato nel 1937 fra Londra e Birmingham e si sta ora prolungando fino a Manchester, mentre è prevista una successiva estensione fino a Newcastle. Come appare dalla fig. 4, il cavo comprende (oltre ad alcuni circuiti di tipo ordinario) quattro circuiti coassiali, di cui due servono per la trasmissione in un senso e gli altri due in senso opposto. Il conduttore tubolare esterno di ogni circuito coassiale è costituito da piattine di rame sagomate a Z ed è separato dal conduttore centrale per mezzo di una cordetta di cotopa o supercotopa ([10]), od anche (nel tipo più recente) per mezzo di dischetti di ebanite come nel cavo americano. Due dei circuiti coassiali serviranno per televisione e due per telefonia; in entrambi i casi la frequenza massima trasmessa è di circa 2,1 MHz e la gamma utilizzata è di 1,6 MHz (da 0,5 a 2,1 MHz). La fig. 5 mostra la curva di attenuazione per una normale sezione di amplificazione, che è di 12,5 km circa. Si vede che la parte di attenuazione dovuta alle perdite nel dielettrico (cotopa) è considerevole; col cavo in supercotopa, che ha perdite minori (quantunque notevolmente superiori a quelle dello stiroflex e dell'isolamento a dischetti), la sezione può arrivare a circa 14 km, oppure la frequenza massima a 2,5 MHz. Col più recente cavo a dischetti, invece, si è mantenuta invariata la sezione di amplificazione e si sono ridotte le dimensioni delle anime coassiali a circa l'80% dei valori segnati nella fig. 4.

([8]) A. F., 1936, V, p. 131.
([9]) J. I. E. E., 1937, LXXXI, p. 585; P. O. E. E. J., 1937, XXX, p. 206.
([10]) A. F., 1937, VI, p. 458.

Nella suddetta banda di 1,6 MHz si prevede di collocare in un primo tempo 320 comunicazioni telefoniche, ognuna occupante una gamma di 5 kHz, ed in sèguito (con l'impiego di filtri a cristallo) 400 comunicazioni con gamma di 4 kHz. Si hanno tre stadi di modulazione: 8 (e in sèguito 10) conversazioni a frequenza udibile vengono, mediante una prima modulazione con 8 (o 10) frequenze portanti, trasferite nella gamma 60 ÷ 100 kHz, formando un gruppo; 5 di tali gruppi sono trasferiti con una seconda modulazione fra 300 e 500 kHz, formando un supergruppo; ed infine 8 supergruppi sono trasferiti con la terza modulazione nella gamma 0,5 ÷ 2,1 MHz.

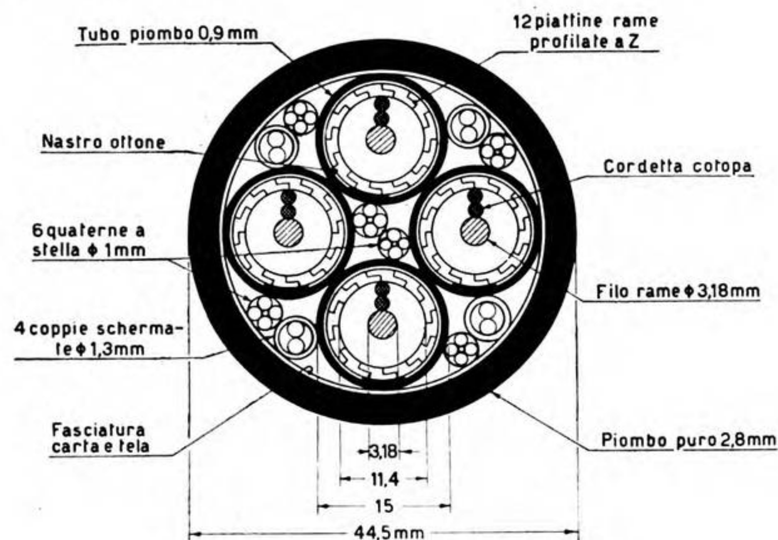


Fig. 4. — Sezione del cavo Londra-Birmingham.

Dalle pubblicazioni non risulta se finora sia stato iniziato il servizio, nè con quale estensione, su tale cavo. È d'altra parte opportuno ricordare che anche in Inghilterra la telefonia a frequenze portanti viene largamente applicata su cavi di tipo ordinario, oltre che sul cavo coassiale. Il collegamento Bristol-Plymouth (11), posato nel 1936, è costituito da due cavi paralleli (uno per ciascun senso di trasmissione), ciascuno contenente 19 coppie semplici da 1,27 mm in carta e aria, sulle quali viene applicato il sistema a 12 canali come in America: ogni canale occupa 4 kHz (per ora senza filtri a cristallo di quarzo), la frequenza massima è 60 kHz, la media sezione di amplificazione circa 29 km, gli squilibri di induttanza sono compensati in modo speciale. Nel gennaio 1937 erano in servizio 4 gruppi

(11) J. I. E. E., 1937, LXXXI, p. 573; El. Comm., 1937, XVI, p. 131.

(48 comunicazioni). Altri importanti collegamenti dello stesso tipo sono in costruzione e in progetto.

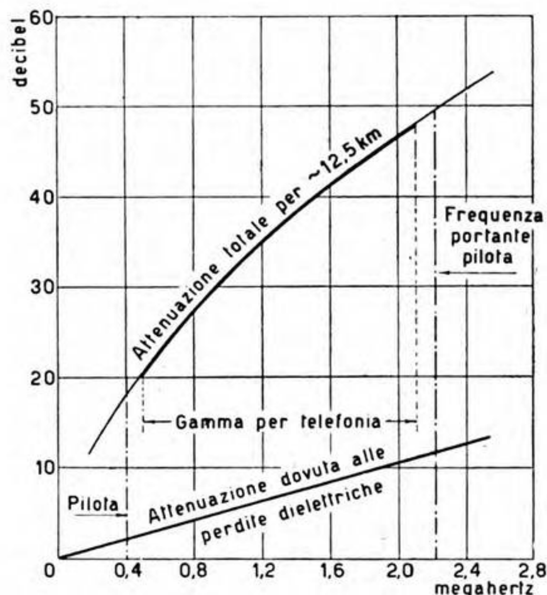


Fig. 5. — Curva di attenuazione del cavo coassiale Londra-Birmingham per una sezione di amplificazione (circa 12,5 km).

Infine è opportuno ricordare che in Inghilterra sono già da tempo in servizio su un'estesa rete di cavi il cosidetto « sistema 1 + 1 » (una comunicazione a frequenza vocale e una a frequenza portante) ed il « sistema 1 + 4 » (quest'ultimo con frequenza massima di 16 kHz).

5. - In Francia (12) è stato deciso di mettere in servizio entro il 1939-40 un collegamento con cavi coassiali fra Parigi e Bordeaux, con una diramazione da Brive a Tolosa. È stato scelto il cavo di tipo tedesco, con isolamento di stiroflex, perchè meglio rispondente al fabbisogno di comunicazioni telefoniche e di televisione della linea progettata; tenendo conto che nel tipo inglese il numero di comunicazioni telefoniche ottenibili è forse eccessivo, mentre la gamma disponibile per televisione è piuttosto stretta. Saranno dunque installati due distinti cavi coassiali di 5-18 mm di diametro, circondati da uno o due strati di bicoppie in carta e aria, che serviranno per le comunicazioni fra le città intermedie, mentre le comunicazioni dirette fra Parigi e Bordeaux o Tolosa, e oltre, si svolgeranno sui circuiti coassiali (160 canali disponibili).

(12) Ann. P. T. T., 1937, XXVI, p. 937.

6. - In Italia, a quanto ci consta, è allo studio un collegamento fra Roma e Milano, via Bologna-Verona, col quale si dovrebbe disporre di un'ampia gamma per trasmissioni di televisione e di un elevato numero di comunicazioni telefoniche a frequenza portante su circuiti coassiali; di un buon numero di comunicazioni a frequenza portante, ottenute probabilmente con un sistema a 12 canali, con distanza fra le frequenze portanti di 4 kHz, su alcune coppie o quaterne non pupinizzate; ed infine di un buon numero di comunicazioni telefoniche su circuiti a pupinizzazione media e leggera, nonchè di alcuni circuiti per radiodiffusione musicale.

7. - I primi cavi coassiali usati per telefonia multipla a frequenze portanti sono stati cavi sottomarini isolati con guttaperca o con paragutta. Tali il noto cavo Key West-Avana (1930) lungo circa 200 km (con 3 comunicazioni), il cavo delle Isole Canarie e, più recentemente, il cavo Australia-Tasmania (146+152 km) che consente 6 comunicazioni telefoniche e una per radiodiffusione ([13]). È noto ([14]) che anche sul cavo krarupizzato Continente-Sardegna (finora il più lungo cavo telefonico sottomarino del mondo: circa 270 km) è stato applicato un canale telefonico a frequenza portante, benchè in un primo tempo fosse previsto l'uso della sola comunicazione a frequenza vocale.

Numerosi cavi sottomarini coassiali, isolati con paragutta o simili dielettrici a bassa disperdenza, sono stati posati nel 1937. Così, fra Inghilterra e Olanda, due cavi eguali a quello della Tasmania e lunghi circa 150 km ciascuno permettono di ottenere 16 comunicazioni (frequenza massima 60 kHz; un cavo serve per la trasmissione in un senso e l'altro in senso opposto) ([15]); fra il Galles e l'Irlanda, un cavo dello stesso tipo lungo circa 115 km servirà per 8 (e in sèguito 12) comunicazioni; due cavi pure dello stesso tipo fra la Scozia e l'Irlanda settentrionale, su una distanza di circa 40 km, permetteranno di ottenere inizialmente 20 e in sèguito fino a 80 comunicazioni telefoniche ([16]). Un simile cavo lungo circa 75 km è stato posato nello Stretto di Cook (Nuova Zelanda) ed un altro è in costruzione per un collegamento fra l'Inghilterra e la Bretagna.

Così pure non è improbabile che un cavo coassiale della lunghezza di circa 20 km e capace di parecchie decine di comunicazioni sia posato fra non molto tempo nello stretto di Messina, per collegare al Continente la rete telefonica sotterranea della Sicilia e, per mezzo di altri cavi sottomarini coassiali di oltre 700 km di lunghezza complessiva, le linee telefoniche e telegrafiche della Libia.

([13]) A. F., 1938, VII, p. 133.
([14]) A. F., 1936, V, p. 551.
([15]) E. F. D., 1937, 47, p. 301.
([16]) Electrician, 1938, CXX, p. 113; e loc. cit. nota ([9]).

LETTERE AL DIRETTORE

Sulle così dette « perdite di riflessione » in una trasmissione telefonica e sulle condizioni di massima potenza apparente trasmessa.

Viene chiarito che, contrariamente a quel che talvolta si afferma, la condizione di massima potenza apparente trasmessa non coincide con quella di « riflessioni nulle » e, attraverso esempi illustrativi dell'andamento della potenza apparente trasmessa nell'accoppiamento di un generatore ad un utilizzatore, viene mostrato che non ha senso parlare delle « perdite di riflessione » come di « perdite di potenza apparente trasmessa ».

Alcuni testi stranieri (1), *seguiti anche da autori italiani, usano identificare la condizione di « riflessioni nulle » in una trasmissione telefonica con la condizione di « massima potenza apparente trasmessa » e quindi considerano le così dette « perdite di riflessione » anche come « perdite di potenza apparente » rispetto al massimo di tale potenza apparente trasmessa, che sarebbe ottenuto per l'appunto in condizione di « riflessioni nulle ».*

Se si considera il semplice caso (fig. 1) di un generatore (bipolo attivo) accoppiato ad un utilizzatore (bipolo passivo), si può definire, com'è noto, condizione di riflessioni nulle quella in cui:

$$\dot{Z}_i = \dot{Z}_u \,, \quad \text{ovvero} \quad R_i + j\,X_i = R_u + j\,X_u \,, \quad \text{ossia ancora} \begin{cases} R_i = R_u \\ X_i = X_u \end{cases}.$$

La potenza apparente trasferita nell'utilizzatore è espressa dalla formula:

$$P_a = |\,Z_u\,| \cdot I^2 = V_a^2 \frac{\sqrt{R_u^2 + X_u^2}}{(R_i + R_u)^2 + (X_i + X_u)^2} \,.$$

La dimostrazione, che P_a è massima in condizione di « riflessioni nulle », e quindi che le « perdite di riflessione » possono anche esprimersi come rap-

(1) H. Pleijel: Théorie générale des circuits composés - Ericsson Technics, 1933, I, p. 1.

J. Wallot: Theorie der Schwachstromtechnik - Berlin, J. Springer, 1932, p. 176.

porto (in unità logaritmiche) della potenza apparente trasferita alla massima trasferibile, viene data semplicemente eguagliando a zero la derivata prima di P_a, una volta rispetto a R_u ed un'altra rispetto a X_u, e verificando che le condizioni $R_i = R_u$ ed $X_i = X_u$ soddisfano a tali equazioni.

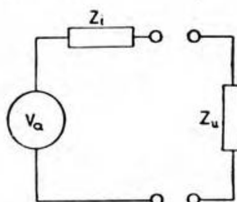


Fig. 1. — Accoppiamento di un bipolo attivo con uno passivo.

Ora, completando lo studio dei massimi e minimi della P_a come funzione delle due variabili R_u ed X_u, si trova invece, che la condizione $R_i = R_u$ ed $X_i = X_u$ non corrisponde *alla condizione di massima potenza apparente trasferita, non essendo, evidentemente, bastevole l'uguaglianza a zero delle due derivate parziali suaccennate per decidere, se si tratti di un massimo, di un flesso o di un minimo, e più ancora se si tratti o meno del massimo dei massimi della funzione P_a.*

Lo studio completo di tali massimi e minimi è assai laborioso; ma, anche ristretto ai più modesti sviluppi, è sufficiente ad affermare che la condizione di « massima potenza apparente trasferita » non coincide con quella di « riflessioni nulle », e sopra tutto che non ha alcun senso di introdurre, nello studio dei fenomeni di riflessione, considerazioni relative alla potenza apparente trasferita, nè quindi parlare di una perdita *di potenza apparente trasferita (rispetto alla massima trasferibile) in dipendenza delle riflessioni stesse.*

A titolo di esempio, in figura 2 sono riportate tre curve che rappresentano l'andamento di P_a in alcuni casi rappresentabili in forma semplice nel piano cartesiano, come avviene quando si consideri $R_u = R_i$.

Allora la espressione di P_a diventa:

$$P_a' = V_a^2 \frac{\sqrt{R_i^2 + X_u^2}}{4 R_i^2 + (X_i + X_u)^2}$$

o anche:

$$P_a' = V_a^2 \frac{1}{X_i} \frac{\sqrt{\dfrac{R_i^2}{X_i^2} + \dfrac{X_u^2}{X_i^2}}}{\dfrac{4 R_i^2}{X_i^2} + \left(1 + \dfrac{X_u}{X_i}\right)^2} \; .$$

Se si pone:

$$\frac{R_i}{X_i} = \operatorname{ctg} \varphi_i = k \quad , \quad \frac{X_u}{X_i} = x \quad ,$$

si ha:

$$P_a' = V_a^2 \frac{1}{X_i} \frac{\sqrt{k^2 + x^2}}{4k^2 + (1 + x)^2} .$$

Per studiare i massimi e i minimi di P_a basta studiare quelli della funzione:

$$p_a' = \frac{\sqrt{k^2 + x^2}}{4k^2 + (1 + x)^2}$$

che è semplicemente proporzionale a P_a' secondo la costante $\frac{V_a^2}{X_i}$.

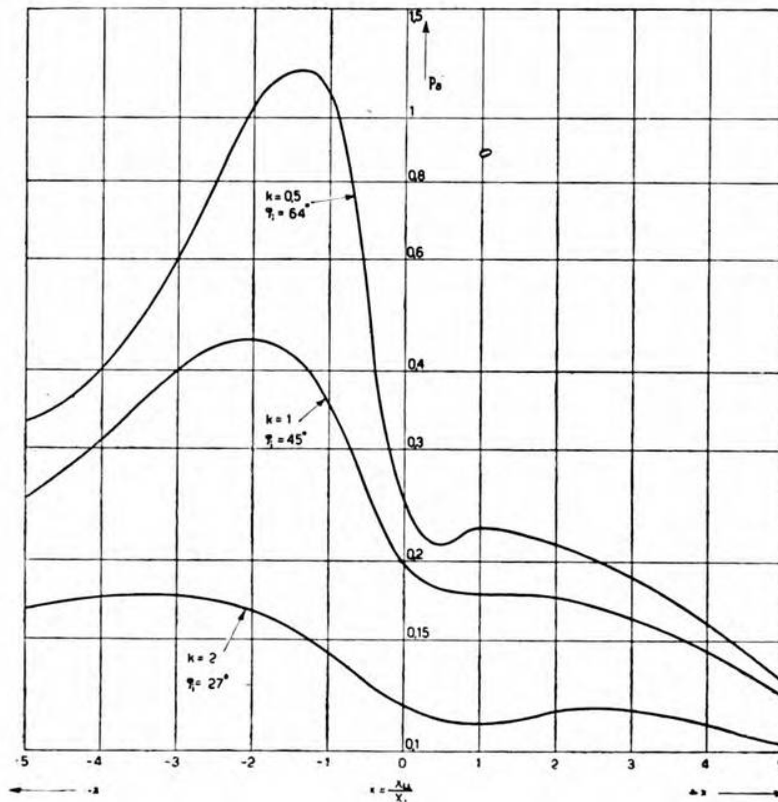


Fig. 2. — Andamento della potenza apparente trasferita in funzione del rapporto x delle reattanze dell'utilizzatore e del generatore e per diversi valori della fase dell'impedenza del generatore.

Con i consueti procedimenti si ottiene che i massimi o minimi o flessi di P_a' si hanno (eliminando le soluzioni $x = \pm\infty$) per:

$$x\,[4k^2 + (1 + x)^2] - (k^2 + x^2) \cdot 2\,(1 + x) = 0 ,$$

cioè per:

$$(1 - x)(x^2 + x - 2k^2) = 0\,,$$

o infine per:

$$x = +1 \quad , \quad \text{ovvero } x = -\frac{1}{2} \pm \sqrt{\frac{1}{4} + 2k^2}\,.$$

Nella figura 2 sono tracciate tre curve $p_a' = f(x)$ *per diversi valori di* k ($k = 0{,}5$ *cioè* $\varphi_i = 63°$; $k = 1$ *cioè* $\varphi_i = 45°$; $k = 2$ *cioè* $\varphi_i = 27°$). *Si può senz'altro rilevare che, per* $x = +1$ (*condizioni di « riflessioni nulle »*), *in uno dei casi* ($k = 0{,}5$) *la funzione* p_a' *presenta un massimo; nel secondo caso* ($k = 1$) *si ha un flesso; nel terzo caso* ($k = 2$) *si ha un minimo. In tutti i casi, poi, il massimo dei massimi della funzione* non *si ha per* $x = +1$, *ma per altri valori* (negativi) *di* x.

La espressione $P = \dfrac{V_a^2}{4Z_i}$ non *dà il valore della* massima *potenza apparente* (*ovvero « potenza complessa », come pure alcune volte si dice con discutibile denominazione*) *che il generatore può fornire.*

La condizione di « riflessioni nulle » non è dunque affatto legata alla condizione di massima potenza apparente trasmessa; anzi in generale, come abbiamo già accennato, non ha alcun significato nè scopo voler collegare la considerazione dell'una con quella dell'altra.

La espressione « perdite di riflessione » per indicare il fattore:

$$20 \log_{10} \frac{Z_i + Z_u}{\sqrt{4 Z_i Z_u}}$$

è perciò assai infelice e dovrebbe essere normalmente sostituita dalla semplice dicitura « indice di riflessione » o da altra analoga.

*L'*adattamento *energetico di due impedenze accoppiate si ha nelle condizioni di massima potenza reale trasferita, cioè quando due impedenze hanno valori* coniugati *fra loro (uguaglianza di moduli, ma opposizione di fase); e in tal caso conviene ricorrere a considerazioni energetiche, come si fa di consueto, ad esempio nella teoria dei generatori elettromeccanici.*

*L'*eguaglianza, *sia in grandezza sia in fase, fra le due impedenze accoppiate, non è mai consigliata da considerazioni energetiche, ma da altre considerazioni relative alla* uniformità *delle caratteristiche di attenuazione o di impedenza in tutta una gamma di variabilità della frequenza.*

Soltanto nel caso in cui, invece che con impedenze complesse, si abbia a che fare con pure resistenze, le considerazioni energetiche si confondono con quelle di uniformità; chè in tal caso, come è largamente noto, la condizione di massima potenza reale trasmessa coincide con quella di riflessioni nulle.

Torino, 2 aprile 1938-XVI.

Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris.

ANDREA FERRARI-TONIOLO.

RECENSIONI

ACUSTICA APPLICATA ED ELETTROACUSTICA.

E. MEYER — **Sopra la misura del coefficiente di assorbimento in camere riverberanti.** (A. Z., luglio 1937, II, 4, pag. 179-192, con 11 fig.).

La misura del coefficiente di assorbimento acustico viene d'ordinario effettuata attraverso il fenomeno della riverberazione: si misura il tempo di riverberazione di camere riverberanti speciali, le quali presentino un elevato tempo di riverberazione, prima e dopo la introduzione del materiale da provare e si ricava quindi, appoggiandosi alla teoria di Sabine, il coefficiente di assorbimento, cioè il rapporto fra l'energia assorbita e quella incidente.

Misure effettuate sullo stesso materiale in camere riverberanti diverse sono risultate sensibilmente discordi; la differenza non è per altro da imputare a difetti del metodo di misura, che con l'uso dei voltmetri logaritmici, ormai generalizzato, permette di raggiungere una precisione discreta, ma ad elementi caratteristici del fenomeno stesso, che la teoria ha fino ad oggi trascurati.

L'autore ha compiuto esperienze sistematiche su due materiali porosi, con uguali metodi e con le stesse apparecchiature, nella camera riverberante dell'« Institut für Schwingungsforschung » di Berlino ed in una grande vasca di carico coperta di una centrale idroelettrica. La figura 1 mostra che, per quanto la legge di variazione del coefficiente di assorbimento in funzione della frequenza sia indipendente dall'ambiente nel quale la misura viene effettuata, i valori numerici sono notevolmente discordi per alcuni materiali, abbastanza concordanti per altri. Misure, effettuate nella camera dell'Istituto, hanno confermato il fatto, in parte già noto, della variazione del coefficiente di assorbimento al crescere dell'area di materiale in prova (fig. 2): si constata cioè che il coefficiente di assorbimento misurato (che viene sempre riferito ad 1 m^2) dipende dal valore dell'area sulla quale si è operato. È risultato inoltre che il comportamento è diverso e caratteristico di ciascun materiale, talchè non è possibile fare nessuna previsione avente carattere generale. Se il materiale in prova è posto tutto su di una parete, il tempo di riverberazione raggiunge un valore limite dopo il quale, per quanto si aumenti l'area del materiale, esso più non diminuisce (in tali condizioni infatti si può considerare che il continuo tridimensionale si trasformi in un

continuo bidimensionale, definito soltanto dalle due coppie di pareti rimaste libere); se per altro il materiale viene uniformemente distribuito su tutte le pareti, il tempo di riverberazione non raggiunge più alcun valore limite per quanto si aumenti l'area in prova.

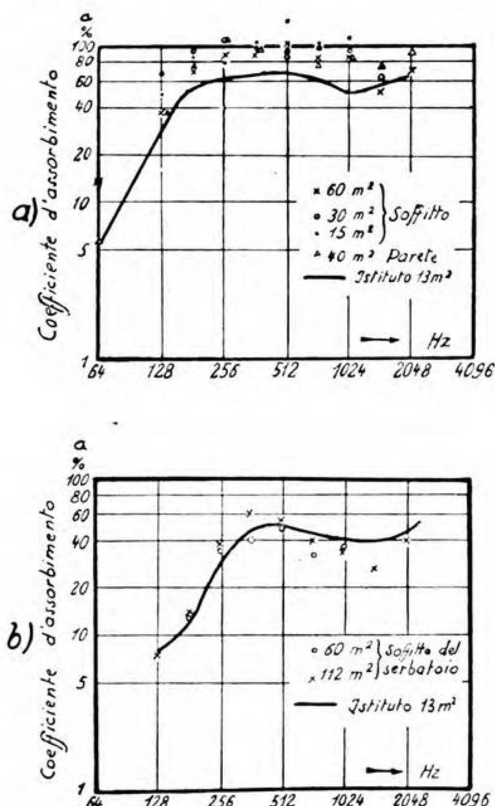


Fig. 1. — Misure del coefficiente di assorbimento di lana minerale (*a*) e di pasta di legno (*b*), per diverse frequenze e per diverse superficie. La linea continua si riferisce alle misure eseguite nella camera riverberante dell'Istituto; i punti sono stati ottenuti con misure effettuate nel serbatoio.

Non si può d'altro lato pensare di aumentare l'area del materiale in prova fino a raggiungere il valore limite od un valore ad esso molto prossimo, perchè aumentando la superficie del materiale e conseguentemente l'assorbimento, la decrescenza del suono non avviene più con legge logaritmica nel tempo, ciò che sta a dimostrare che la teoria statistica della camera riverberante non è più verificata. Solo una uniforme distribuzione di una modesta quantità di materiale sulle varie pareti evita quest'ultimo inconveniente.

Si è quindi cercato di stabilire se potesse esservi un parallelismo fra alcuni fenomeni ottici ben noti e i fenomeni acustici della riverberazione. Si è misurata la diminuzione di intensità luminosa, che si provoca in una sfera di Ulbricht — con la parete interna normalmente diffondente — in seguito alla introduzione di quantità via via crescenti di carta nera;

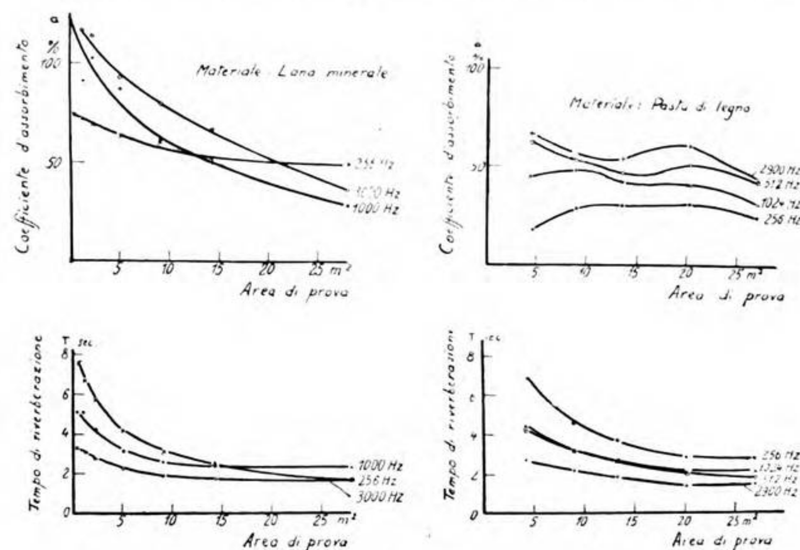


Fig. 2. — Dipendenza del coefficiente di assorbimento e del tempo di riverberazione dall'area del materiale in prova.

si è trovato che l'assorbimento è praticamente proporzionale alla quantità di materiale assorbente introdotta. Ciò è stato ulteriormente confermato in una serie di esperienze effettuate in una camera di Ulbricht di forma parallelepipeda: l'assorbimento è proporzionale alla superficie, ma fortemente influenzato dalla posizione della carta nella cassetta. Al contrario, esperienze eseguite in una cassetta con pareti interne cromate, e quindi riflettenti ma non diffondenti, hanno fatto constatare variazioni di assorbimento fino al 150% per variazioni della superficie assorbente da uno a dieci. Si può concludere che, da questo punto di vista, le camere riverberanti usate nell'acustica non corrispondono alle camere di tipo Ulbricht dell'ottica, contrariamente a quanto è stato qualche volta affermato. Le riproduzioni di figura 3, ottenute fotografando l'interno dell'ambiente preso in esame, con l'avvertenza di interporre uno schermo fra la macchina fotografica e la sorgente luminosa per evitare l'effetto dei raggi luminosi diretti, mostrano che, mentre nella sfera di Ulbricht si ha una uniforme illuminazione, nelle cassette con pareti riflettenti e non diffondenti la illuminazione è quanto mai disuniforme.

In base alle esperienze precedenti, per conseguire una uniforme distribuzione di energia sonora nella camera riverberante, occorrerebbe che essa avesse pareti lucide, cioè con basso coefficiente di assorbimento, ma capaci di operare una buona diffusione.

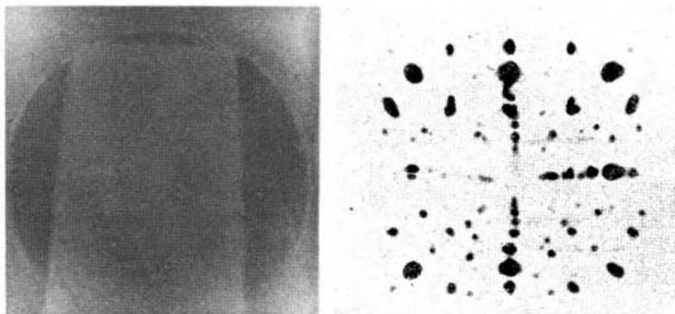


Fig. 3. — Distribuzione dell'illuminazione in una sfera di Ulbricht ed in una cassetta con pareti cromate lucide e riflettenti senza diffusione.

È stata quindi costruita una camera parallelepipeda di circa 13 m³, con pareti di legno, convenientemente laccate per evitare l'assorbimento dovuto alla porosità; su ogni parete sono inchiodati semicilindri

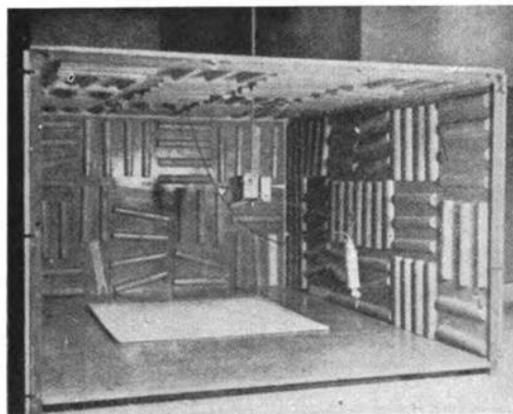


Fig. 4. — Modello del nuovo tipo di camera riverberante.

di legno, anch'essi accuratamente laccati (fig. 4); poichè detti cilindri possono considerarsi come generatori secondari, le loro dimensioni e il loro raggruppamento sono stati scelti secondo quanto la teoria dei gruppi

radiatori consiglia, in relazione alla frequenza di 7000 Hz scelta per le misure.

Nella figura 5 sono riportati i risultati delle misure del coefficiente di assorbimento eseguite su un materiale di pasta di legno per diverse aree. Misure analoghe sono state effettuate in camere di uguale tipo e di uguali dimensioni, ma con pareti semplicemente riflettenti e non diffondenti. I risultati sono pure riprodotti nella stessa figura. Mentre con le pareti semplicemente riflettenti permane il fenomeno della diminuzione del coefficiente di assorbimento al crescere dell'area (fig. 5 *b*), tale effetto scompare o comunque grandemente si attenua nel caso di camera riverberante con pareti diffondenti (fig. 5 *a*).

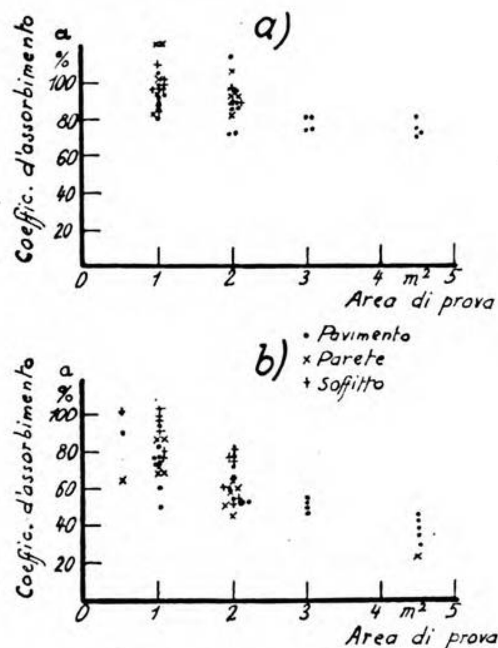


Fig. 5. — Dipendenza del coefficiente di assorbimento dall'area di prova, nei casi di camera riverberante con riflessione con diffusione (*a*) e con riflessione semplice (*b*).

Si stabilisce un chiaro parallelismo fra le esperienze ottiche e quelle acustiche; i risultati, assai interessanti per l'esame intimo del fenomeno della riverberazione, non sembrano per altro facilmente suscettibili di pratica attuazione per l'allestimento delle camere riverberanti, stante la difficoltà di costruire superficie capaci di operare la riflessione e la diffusione del suono in tutta la gamma acustica.

An. Gi.

G. Hofbauer e F. Bruckmayer — **Isolamento acustico di un nuovo tipo di costruzione muraria.** (A. Z., settembre 1937, II, 5, pag. 249-253, con 4 fig.).

È noto che l'uso di pareti e divisori con elevato potere isolante nei riguardi dei suoni aerei può essere reso vano dalla trasmissione di suono attraverso i punti di appoggio, inevitabili del resto; d'altro lato si presenta, accanto al problema della costruzione di pareti isolanti, quello più difficile di impedire la propagazione dei suoni nelle strutture portanti.

Il nuovo metodo, in vari paesi già largamente usato, della « Novadom-Trocken Bauweise » (che si potrebbe in italiano tradurre « nuovo sistema di costruzione asciutta ») prevede di usare fra un corso e l'altro di mattoni, invece della malta, una piastra speciale di pasta di legno. La costruzione non perde di robustezza, mentre la propagazione del suono risulta fortemente ostacolata.

La tabella I mostra alcuni dati relativi al nuovo metodo costruttivo,

Tabella I.

Colonna	Rumore in phon sulla piastra di ferro	Rumore in phon sul corso di mattoni						
		1°	3°	5°	7°	9°	11°	13°
Muratura asciutta .	75	70	65	60	55	50	45	40
Muratura con malta di cemento . . .	80	75	70	70	70	75	75	70

comparati con quelli ricavati da esperienze su una costruzione con malta. Per le prove si sono fabbricate, rispettivamente secondo i due sistemi, due colonne con ugual numero di corsi di mattoni; si batteva con un martello su di una piastra posta al sommo della colonna, e con una sonda, che faceva capo ad un misuratore di rumori di Barkhausen, si misurava il rumore percepito in corrispondenza dei vari corsi di mattoni (indicati nella tabella col numero d'ordine a partire dall'alto).

Si può prevedere che un certo peggioramento si verifichi in pratica per effetto dell'intonaco, che viene a costituire una specie di ponte di passaggio per i suoni.

An. Gi.

MISURE.

H. M. Turner e P. C. Michel — **Amperometro elettrodinamico per frequenze da 1 a 100 MHz.** (Proc. I. R. E., novembre 1937, XXV, 11, pag. 1367-1374, con 4 fig.).

L'apparecchio consiste di una spira induttrice primaria, percorsa dalla corrente da misurare, e di una spira secondaria, chiusa in corto circuito e sospesa ad un sottile filo di quarzo. Il diametro delle spire è

di qualche centimetro. Nelle condizioni di equilibrio le due spire giacciono in piani ortogonali. La misura viene eseguita spostando la spira secondaria dalla sua posizione di equilibrio, e misurando la frequenza delle oscillazioni che essa compie nel tornare alla sua posizione iniziale. Si dimostra che nel caso in cui tensione e corrente nella spira secondaria sono in quadratura o quasi, ossia per frequenze alle quali l'impedenza della spira secondaria si riduce praticamente alla sola reattanza, la frequenza di dette oscillazioni risulta direttamente proporzionale alla corrente da misurare. La costante di proporzionalità dipende dalle caratteristiche geometriche e meccaniche del sistema, non dalle caratteristiche elettriche; la sua determinazione può quindi essere fatta anche per via di calcolo, come è stato appurato sperimentalmente.

Il campo di misura dell'apparecchio, nella forma in cui è stato attuato, si estende da 1 a 5 ampere. Per correnti più piccole la frequenza di oscillazione della spira secondaria risulta troppo vicina alla frequenza di oscillazione propria e bisogna introdurre un coefficiente di correzione.

Prove comparative con una termocoppia da 5 ampere hanno dato per la termocoppia le seguenti divergenze in eccesso: 4 % a 10 MHz, 80 % a 80 MHz; queste si possono attribuire per una parte considerevole all'effetto di pelle nel termoelemento.

L. P.

TUBI ELETTRONICI.

K. OKABE — **Magnetron a fascio elettronico.** (Report Radio Research Japan, giugno 1937, VII, 1, pag. 1-6, con 12 fig.).

Viene descritto un nuovo tipo di magnetron a due e a quattro anodi, costruito secondo i due schemi di figura 1: *A* è un cilindro cui viene applicata la tensione continua, *F* è il filamento, *SS* sono elettrodi (uniti a coppie tra loro nel tipo a quattro anodi), dai quali si ricava la radiofrequenza. Due esemplari sono rappresentati nelle figure 2 e 3.

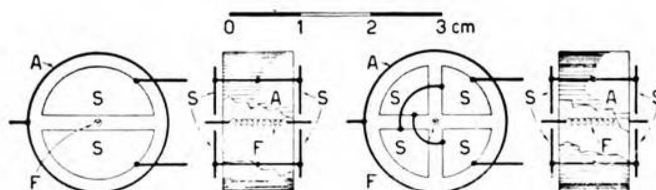


Fig. 1. — Schemi del nuovo tipo di tubo.

Le caratteristiche di funzionamento sono molto simili a quelle dei tubi soliti ad anodo sezionato. Si deve sottolineare però il fatto che in questo tipo di tubo la tensione continua non è applicata agli elettrodi da cui si ricava la tensione a radiofrequenza; inoltre, si può pensare di





Figura 2. Figura 3.

Fig. 2. — Il nuovo magnetron a due anodi.
Fig. 3. — Il nuovo magnetron a quattro anodi.

modificare la costruzione del tubo secondo lo schema di figura 4 con il vantaggio di un facilissimo raffreddamento che non richiede complicazioni costruttive.

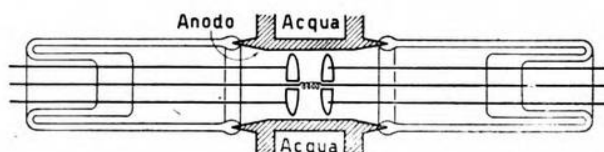


Fig. 4. — Magnetron di grande potenza facilmente raffreddabile dall'esterno.

L'autore esprime la speranza di potere in futuro ottenere da tubi di questo genere potenze di qualche kilowatt su onde decimetriche. È da rilevare il fatto che i tubi riprodotti nelle fotografie forniscono onde dell'ordine di 3 metri con rendimenti che possono arrivare fino al 60 %. Non è invece data alcuna notizia riguardo alla potenza utile ricavabile.

E. F. G.

CRONACA TECNICA

ANTENNE.

Il 16 novembre 1937 è entrato in servizio a Huizen in Olanda, per trasmissioni sperimentali su onda di 31,28 m (9,59 MHz), un **aereo direttivo girevole per radiodiffusione.** Ne dà notizia *Philips Transmitting News* del dicembre 1937.

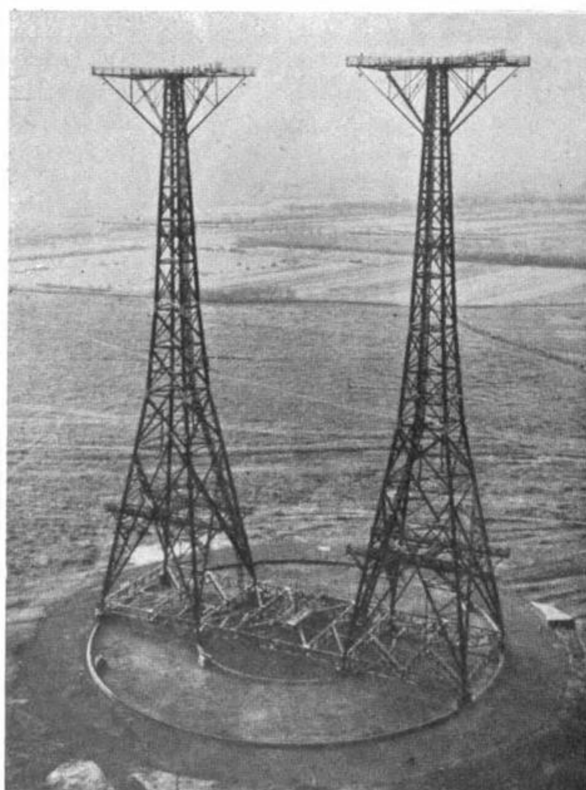


Fig. 1. — L'aereo direttivo girevole.

Due torri (fig. 1), alte 60 m e costruite in legno allo scopo di evitare distorsioni del diagramma di radiazione e perdite d'energia, sostengono l'aereo, costituito di 24 dipoli disposti come in fig. 2. Le torri sono montate su un ponte d'acciaio lungo 45 m e largo 13, e gli otto punti di sostegno di questo poggiano su altrettanti carrelli a due ruote che scorrono su due rotaie circolari concentriche, rispettivamente di 46,4 e 22,4 m di diametro.

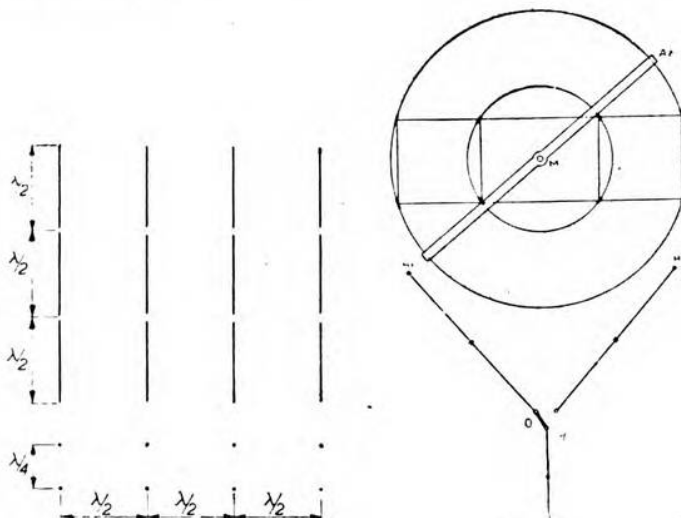


Fig. 2. — Schema della disposizione dei dipoli.
Fig. 3. — Schema del sistema di alimentazione.

L'alimentazione si effettua al centro del sistema e precisamente al perno superiore del ponte. Poichè con una sola linea alimentatrice, per specifiche posizioni del sistema e precisamente quando la linea dovrebbe toccare le torri o passare attraverso di esse, si avrebbero « zone morte », si usano due alimentatori (fig. 3), dei quali si può connettere all'aereo l'uno o l'altro. Per evitare la perdita di tempo richiesta da tale scambio di collegamenti, è stato progettato, ed è in via di costruzione, un sistema di alimentazione anch'esso girevole.

E. Fa.

FONOGRAFIA E CINEMATOGRAFIA SONORA.

È noto che esiste uno stretto legame fra **velocità dei dischi dei grammofoni e qualità della riproduzione**: se in un grammofono si fa ruotare il disco ad una velocità diversa da quella normale, l'altezza dei suoni e il ritmo della musica cambiano corrispondentemente.

Come riferisce J. De Boer nel fascicolo di febbraio 1937 della *Rev. techn. Philips*, si è provato nei laboratori della Philips a suonare la quinta sinfonia di Beethoven, incisa su disco, successivamente a velocità differenti, e si è chiesto ad un gruppo di trenta ascoltatori di precisare di volta in volta se la velocità era normale o troppo piccola o troppo grande. Il grafico della fig. 1 indica la percentuale di ascoltatori, che per ciascuna velocità giudicarono corretta la riproduzione. Non si possono considerare questi risultati assolutamente certi, ma è evidente che viene stimata più corretta la velocità di 76 giri al minuto che non quella di 78, indicata sui dischi: ciò fu poi confermato da un ascoltatore avente un orecchio particolarmente educato.

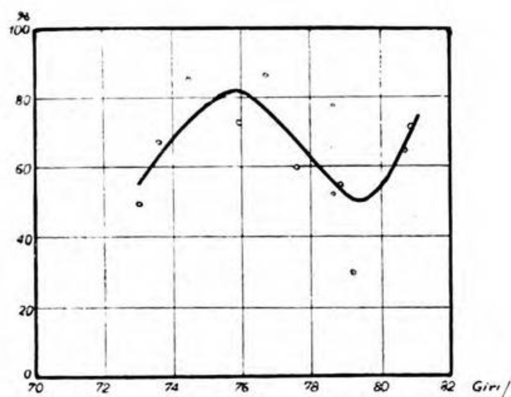


Fig. 1. — Percentuale di responsi favorevoli di ascoltatori.

Si procedette anche ad una prova obiettiva, misurando la frequenza di due note, il mi bemolle ed il sol, che si trovano nella sinfonia; esse corrispondono, nella scala temperata accordata sul la a 435 Hz, alle frequenze di 308 e 775 Hz. Tali note furono registrate e quindi riprodotte, misurandone la frequenza. Esse avevano la frequenza prescritta soltanto quando il disco ruotava a 76 (+ 0,3) giri al minuto.

Poichè si deve escludere un errore introdotto dagli apparecchi di riproduzione, è verosimile che, mentre gli ascoltatori mostrano di avere un orecchio abituato alla scala temperata con il la normale accordato su 435 Hz, l'orchestra doveva essere accordata su di un valore più elevato.

La curva di fig. 1 mostra un miglioramento di qualità in corrispondenza a 80,5 giri al minuto; poichè per questa velocità la musica risulta spostata esattamente di un semitono, il miglioramento deve forse attribuirsi al fatto che l'ascoltatore ritrova una gamma che gli è familiare.

An. Gi.

RADIOTECNICA GENERALE, IMPIANTI E ACCESSORI.

Nel fascicolo di dicembre 1937 il *J. Télécomm.* si occupa delle importanti modificazioni apportate al regime dei **collegamenti delle stazioni francesi di radiodiffusione** appartenenti alla rete statale. Queste stazioni sono state raggruppate in modo da permettere, per mezzo di collegamenti in cavo, la diffusione simultanea di programmi di cui un « piano di coordinamento » stabilisce il numero, il giorno e gli orari. Ciò è in relazione

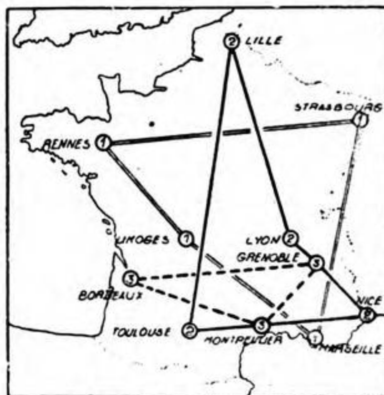


Fig. 1. — Collegamenti per le emissioni diurne.

con recenti provvedimenti coi quali si è modificata l'organizzazione precedente della rete francese, caratterizzata da tendenze d'autonomia decentralizzatrice e regionale, e si è posto l'esercizio artistico e finanziario del complesso alle dipendenze e sotto il controllo più stretto dei servizi e degli organismi di Parigi.

Col piano di coordinamento si è mirato a procurare questi vantaggi: sicura varietà di programmi; orari d'emissione adatti alle possibilità di ascolto; concentramento e potenziamento degli sforzi artistici e quindi diminuzione considerevole delle spese; possibilità per ogni radioascoltatore di portare la sua scelta sia su emissioni musicali, sia su emissioni parlate, e in qualunque momento dell'orario; sicurezza di evitare che tutte le stazioni trasmettano un programma diverso, oppure rimangano contemporaneamente silenziose.

Durante la giornata, le stazioni (in totale 3 a Parigi e 11 in provincia) sono ripartite in tre gruppi; durante la notte, a causa della maggiore portata delle emissioni, si è elevato a cinque il numero di questi gruppi per offrire agli ascoltatori più larga scelta di programmi. Le emissioni di giorno si iniziano alle ore 6 30 (alle 7 la domenica) e proseguono fino alle 20 30: nella fig. 1 sono indicati i tre gruppi, ognuno dei quali comprende per di più una stazione parigina come stazione di testa. Le emissioni della sera cominciano alle 20 30 e durano, secondo i giorni della

settimana, fino alle 23 30, alle 24 o all'1 del mattino: nella fig. 2 sono indicati i cinque gruppi di stazioni. Per i diversi giorni della settimana è stabilito fra i gruppi un turno fisso nel genere dei programmi serali.

Il funzionamento delle stazioni in gruppo corrisponde a circa il 71 % dell'orario del giorno. Oltre al funzionamento obbligatorio in gruppo, le stazioni possono, per il 29 % dell'orario, staccarsi dal loro gruppo e rimanere silenziose per la verifica degli organi tecnici, ovvero per diffondere emissioni organizzate nei propri studi, ovvero infine per entrare in collegamento con altre stazioni di loro scelta.

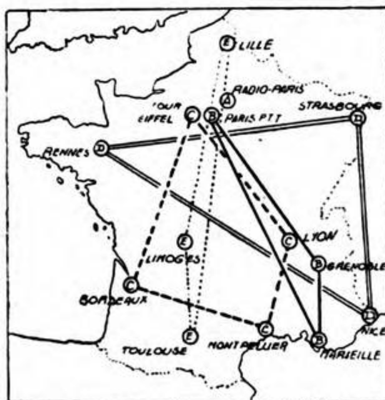


Fig. 2. — Collegamenti per le emissioni serali.

Le emissioni dei vari gruppi debbono avere in ogni momento un carattere nettamente diverso. Notevole è il sistema d'emissione delle informazioni, che sono presentate in serie diffuse successivamente dalle stazioni dei gruppi a intervalli di 10÷15 minuti.

Gi. Ca.

NUOVI APPARECCHI

Trasformatori d'isolamento per circuiti di segnalazione di antenne.

ANTONINO ASTA

Per l'alimentazione delle lampade di segnalazione delle antenne radiotrasmittenti possono essere adoperati gruppi elettromeccanici costituiti da un motore elettrico e da un generatore isolato da esso. Preferibilmente si può ricorrere a schemi costituiti da un trasformatore di alimentazione e da un sistema di sbarramento, destinato a limitare le correnti ad alta frequenza che il complesso deriva dall'aereo verso terra, in conseguenza della connessione a terra del neutro della rete di distribuzione, o della ammettenza di questa verso terra. Viene qui descritto un tipo di trasformatore con elevato isolamento e con basso valore della capacità fra avvolgimenti e fra avvolgimento primario e massa, che consente di eliminare il sistema di sbarramento o di ridurne l'importanza al minimo.

1. - Nelle stazioni radiotrasmittenti i cui aerei sono sostenuti da torri isolate da terra e in quelle con antenne antievanescenza si presenta il problema di alimentare gli apparecchi ottici di segnalazione degli aerei stessi mediante sistemi che non ne alterino il comportamento.

Sono stati impiegati un tempo a questo scopo apparecchi di segnalazione con lampade ad acetilene, alimentate, attraverso tubazioni correnti lungo i montanti delle torri, da bombole situate in corrispondenza della loro base, isolate da terra insieme col resto della torre. Tale sistema richiedeva tuttavia un esercizio e una manutenzione onerosi.

L'uso di apparecchi muniti di lampade elettriche, più conveniente a questo riguardo, richiede l'impiego di sistemi capaci di evitare che forti correnti ad alta frequenza vengano derivate verso terra, attraverso il circuito di segnalazione e la sorgente di energia, la quale è in genere debolmente isolata da terra o ha un punto connesso francamente a terra.

Le lampade di segnalazione sono state alimentate perciò a volte mediante gruppi motore-generatore aventi il generatore sulla base della

torre, mosso mediante un elemento isolante dal motore, connesso a terra. Il costo di questi gruppi e la loro manutenzione e la sorveglianza, incomode e onerose, data la necessità di un funzionamento continuo e regolare, hanno consigliato di ricorrere di preferenza all'alimentazione diretta degli apparecchi di segnalazione attraverso circuiti di sbarramento.

A questi circuiti, costosi nel caso di stazioni di grande potenza, a frequenza e tensione elevata, possono sostituirsi particolari tipi di trasformatori di isolamento i quali, presentando un isolamento notevole e una capacità ridotta fra gli avvolgimenti e l'ossatura magnetica, possono consentire di evitare l'impiego di filtri di sbarramento o di limitarne l'importanza al minimo.

2. - Inseriti secondo lo schema della fig. 1 nel caso di aerei su torri isolate da terra (*T* è il trasformatore, *G* la sorgente che alimenta la lampada *L* di segnalazione), rispetto al circuito ad alta frequenza, questi trasformatori possono riguardarsi come capacità C_T (fig. 2), disposte in parallelo con le capacità C_t delle torri verso terra, e in serie con quelle C_a fra torri e aerei. La capacità C_T è essenzialmente quella del primario del trasformatore di isolamento rispetto al secondario e all'ossatura magnetica.

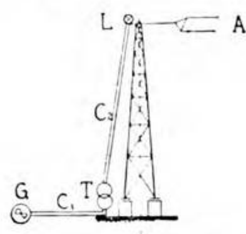


Fig. 1. — Schema d'inserzione del trasformatore.

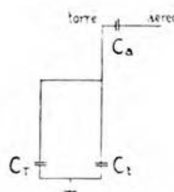


Fig. 2. — Schema delle capacità.

Questa conviene sia collegata alla struttura metallica della torre. Il secondario, pur essendone effettivamente isolato, data la lunghezza del cavo che alimenta le lampade di segnalazione, e la forte capacità fra i conduttori di esso e la guaina, può ammettersi anche esso metallicamente collegato con la torre.

Schematizzato in questo modo il complesso, si vede che il circuito di segnalazione perturba il circuito corrispondente a C_a, C_t, tanto meno quanto più limitata è la capacità C_T rispetto a C_t.

Generalmente la capacità C_t fra la torre isolata e la terra è di alcuni decimi di millimicrofarad. Il problema è perciò quello di costruire trasformatori di isolamento con capacità limitata rispetto a questo valore. Trasformatori di isolamento con capacità dell'ordine della decina di micromicrofarad possono attuarsi facilmente. Essi determinano nella corrente ad alta frequenza derivata verso terra un incremento di appena alcune unità per cento. Il guadagno nell'altezza di radiazione dell'aereo

che consegue all'isolamento delle torri e si aggira intorno ad alcune unità per cento viene ridotto nella stessa misura, e quindi praticamente in maniera inapprezzabile.

3. - Un tipo di trasformatore che risponde a queste esigenze è quello indicato schematicamente nella fig. 3. Esso ha una ossatura magnetica M di forma quadrata, il cui nucleo orizzontale superiore viene fissato al traliccio della torre. L'avvolgimento secondario S è costituito da una bobina cilindrica, disposta intorno alla parte centrale del nucleo orizzontale inferiore. L'avvolgimento primario ha forma di bobina ad anello P di grande diametro, che circonda l'avvolgimento secondario, e attraversa in corrispondenza del centro la finestra dell'ossatura magnetica. La bobina P è sospesa mediante un tirante t di materiale isolante al giogo superiore dell'ossatura magnetica e può essere tenuta fissa mediante altri analoghi tiranti (non indicati nella fig. 3) che l'assicurano agli spigoli inferiori dell'ossatura magnetica.

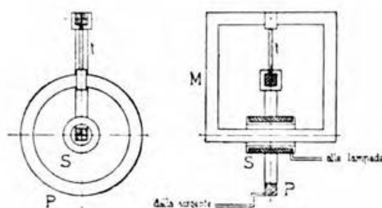


Fig. 3. — Schema del trasformatore.

La costituzione considerata permette di raggiungere un isolamento assai elevato senza accrescere molto il costo del trasformatore; elimina quasi del tutto le perdite dielettriche, ed evita riscaldamenti locali dell'isolamento, quali potrebbero aversi in trasformatori a isolante solido soggetto a forti differenze di potenziale a frequenza elevata; infine permette di ridurre la capacità dell'avvolgimento primario rispetto al secondario e all'ossatura magnetica, così che, anche per valori elevati della tensione applicata e della frequenza, la corrente ad alta frequenza che dall'aereo viene derivata verso terra supera di poco quella che si avrebbe in assenza del circuito di segnalazione.

4. - A parte il dimensionamento dal punto di vista elettromagnetico di questo tipo di trasformatore, che può farsi secondo i criteri ordinari, salvo la forma particolare che assume la espressione della reattanza di dispersione fra primario e secondario, quello che interessa soprattutto è il proporzionamento di esso dal punto di vista elettrostatico.

L'isolamento fra il primario e il secondario o l'ossatura magnetica deve essere commisurato alla tensione che si manifesta ai capi del complesso $C_t + C_T$, che, dati i valori delle capacità in giuoco, nel caso di aerei

su torri isolate da terra è di qualche decimo della tensione d'aereo. Al proporzionamento dell'isolamento può provvedersi soprattutto per via sperimentale, aumentando il diametro della bobina primaria e la lunghezza dei nuclei e dei gioghi magnetici, finchè la tensione di scarica non presenti rispetto alla tensione d'esercizio il margine richiesto.

Col crescere delle dimensioni considerate la capacità C_T del primario verso l'ossatura magnetica e il secondario cresce tuttavia, sebbene in misura non grande, e determina un incremento dell'effetto nocivo dovuto alla presenza del circuito di segnalazione. L'aumento delle dimensioni del trasformatore è perciò da contenere nei limiti strettamente richiesti dalle esigenze dell'isolamento.

La capacità fra il primario e il complesso del secondario e dell'ossatura magnetica può calcolarsi in via di larga approssimazione riferendosi a un sistema semplificato costituito da due superficie anulari eguali concatenate fra loro, sostituite rispettivamente all'ossatura magnetica e alla bobina primaria. Finchè le dimensioni trasversali delle sezioni dei due anelli che vengono presi così in considerazione sono piccole rispetto ai raggi di questi, il calcolo della capacità può farsi attraverso le relazioni valide per il campo elettrostatico generato da due distribuzioni uniformi di massa elettrica, con densità eguali e contrarie, su due cerchi giacenti ognuno in un piano normale a quello dell'altro, e passanti ognuno per il centro dell'altro. La determinazione di essa richiede il calcolo di integrali ellittici, che può farsi mediante le apposite tavole.

In pratica, poche misure di orientamento eseguite su modelli di diverse dimensioni possono invece permettere di individuare l'ordine di grandezza della capacità e il suo modo di variare al modificarsi delle dimensioni del trasformatore. Una precisione maggiore di quella consentita dai comuni metodi di misura, così come calcoli molto accurati, sarebbero inutili ai fini pratici. Fra l'altro non è da dimenticare che una influenza non indifferente è esercitata sia dalle capacità parassite fra i conduttori di alimentazione e le parti metalliche del trasformatore, sia da quella verso le strutture metalliche delle torri o verso la terra, le quali si aggiungono alla capacità propria del trasformatore. La capacità C_T considerata deve essere intesa perciò come capacità risultante del sistema.

Tanto il calcolo quanto le verifiche sperimentali (che possono eseguirsi sia mediante un ponte a radiofrequenza, preferibilmente per differenza, così da ridurre al minimo l'influenza delle capacità parassite, sia mediante la misura della resistenza di modelli elettrolitici) mostrano la variazione, quasi lineare nel campo che interessa in pratica, della capacità in funzione delle dimensioni delle sezioni trasversali dell'avvolgimento primario e dell'ossatura magnetica; e l'aumento, a cui si è già accennato, prima più rapido poi più lento, della capacità stessa all'aumentare del diametro della bobina primaria e del lato della ossatura magnetica. Si giustifica così la convenienza di tenere le dimensioni del trasformatore nei limiti dello stretto necessario, all'aumentare della tensione di esercizio, per accrescere la capacità quanto meno possibile.

5. - I valori della capacità, per trasformatori proporzionati per tensioni d'aereo dell'ordine di alcune decine di kilovolt e per frequenze dell'ordine delle migliaia di kilohertz, risultano di alcuni micromicrofarad. Un modello destinato a questo campo di applicazione, provvisto di un'ossatura magnetica delle dimensioni esterne di circa 250 e 270 mm e proporzionato per fornire una potenza di 120 W sotto 120 V primari, a 45 Hz, ha presentato una capacità, misurata con una disposizione dei conduttori di collegamento analoga a quella di esercizio, poco inferiore a 10 μμF (1). Resta pertanto confermata la possibilità di ridurre entro limiti molto modesti, mediante l'adozione di questo tipo di trasformatore, l'influenza del circuito di segnalazione sul funzionamento dell'aereo.

Nei riguardi del riscaldamento dei pezzi isolanti, che in questo modello sperimentale sono costruiti in ebanite, sia il calcolo delle perdite dielettriche, sia le prove eseguite sotto tensioni fino a 2000 V efficaci, a frequenze fino a 1500 kHz, applicate fra il primario e l'ossatura magnetica, hanno mostrato che esso è molto esiguo. Nessuna preoccupazione sussiste pertanto finchè il trasformatore debba essere applicato per tensioni e frequenze corrispondenti a quelle considerate. Per tensioni e frequenze più elevate, sebbene il calcolo non porti a prevedere in massima condizioni termiche sfavorevoli, si può ricorrere a tiranti isolanti costituiti con materiali a basse perdite specifiche.

Con riferimento infine alla tensione di scarica, prove di rigidità, effettuate alla frequenza di 45 Hz su un modello in lamiera poco più grande del trasformatore accennato, avente una bobina primaria del diametro di 43 cm e la finestra dell'ossatura magnetica di 41 cm di lato hanno denunciato fra il primario e l'ossatura magnetica, una tensione di scarica pari a circa 60 000 V alla temperatura di 30° C, in condizioni normali di umidità, e fanno prevedere la possibilità di applicare questo tipo di trasformatore a tensioni notevolmente più elevate di quelle prese in considerazione.

Roma, 31 dicembre 1937-XV.

---

(1) Il valore riportato, che è anche in accordo con quelli ottenuti nelle misure con ponte a radiofrequenza e in quelle su modelli elettrolitici, è determinato alimentando la capacità incognita in parallelo con una capacità variabile nota, mediante una tensione alternativa di valore efficace intorno a 2000 V, a diverse frequenze, comprese fra 400 e 1500 kHz.

La tensione di alimentazione è determinata misurando la corrente che attraversa la capacità nota; la capacità incognita è ricavata in base alla tensione così calcolata e alla differenza fra le correnti che ne percorrono il circuito, nei due casi in cui venga connesso col morsetto a terra della sorgente d'alimentazione o rispettivamente lasciato isolato l'avvolgimento primario, restando in ogni caso quello secondario e l'ossatura magnetica connessi al morsetto ad alta tensione. Può essere così diminuita l'influenza degli effetti dovuti alle capacità parassite.

INFORMAZIONI E NOTIZIE

Televisione in Inghilterra. — La stazione trasmittente di televisione della « British Broadcasting Corporation », entrata in servizio il 2 novembre 1936, è situata in un'ala dell'« Alexandra Palace » (fig. 1). Questo grande edificio, adibito per molti anni a spettacoli popolari e di varietà, si trova nella parte settentrionale di Londra, ad una diecina di kilometri dal centro, su di una collina alta circa 94 m sopra il livello del mare.

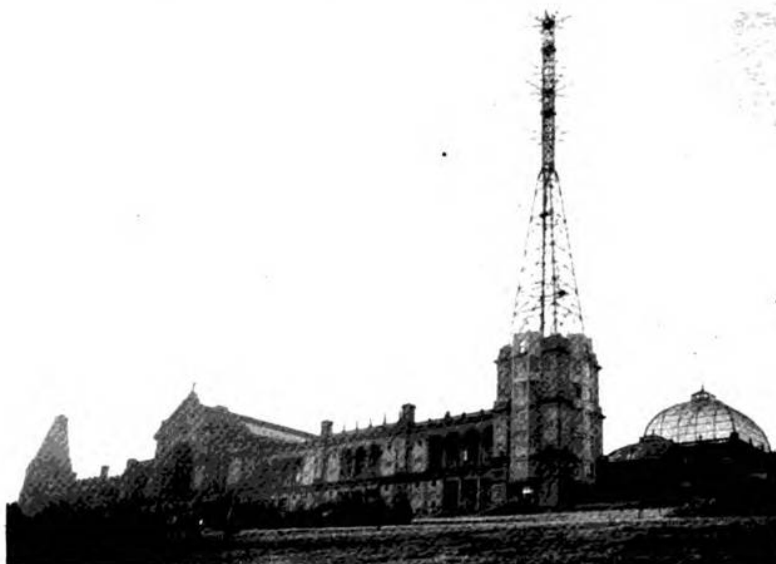


Fig. 1. — Veduta d'insieme dell'« Alexandra Palace » di Londra.

L'aereo per le trasmissioni di televisione (fig. 2), montato all'altezza di 67 m sulla sommità di una torre laterale dell'edificio alta 25 m, raggiunge così i 186 m sopra il livello del mare.

La notevole altezza dell'aereo rende possibile per le onde ultracorte utilizzate per le trasmissioni televisive un raggio d'azione di circa 50 km. La trasmissione viene fatta col sistema Marconi-E. M. I., l'analisi delle immagini si effettua con 405 linee e il numero delle immagini è di 25 al secondo.

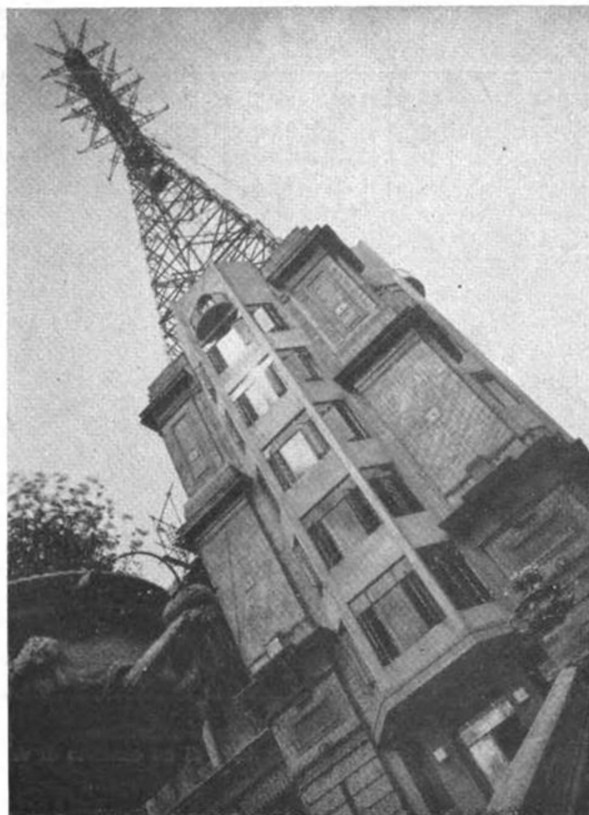


Fig. 2. — Torre laterale dell'« Alexandra Palace » con gli aerei trasmittenti.

La stazione comprende:

a) una sala di presa (fig. 3 e 4) degli spettacoli di televisione, equipaggiata con camere secondo il sistema Emitron;

b) una sala di controllo delle immagini, dove sono installati i quadri di comando e le apparecchiature di regolazione;

c) due trasmettitori di televisione (fig. 5) secondo il sistema Marconi-E. M. I., funzionanti su un'onda di 6,67 m (45 000 kHz), con una potenza di 17 kW;

d) un radiotrasmettitore ad onde ultracorte per la trasmissione del suono, funzionante su un'onda di 7,23 m (41 500 kHz), con una potenza di 3 kW;

e) una cabina per proiezioni di cinematografia sonora da trasmettere per televisione;

f) locali diversi per i servizi ausiliari, quali spogliatoi, ristorante, uffici, camerini per artisti, magazzini per scenari e per costumi, e così via.



Fig. 3. — Veduta dello studio di televisione durante la presa e la trasmissione televisiva di un concerto di violino.

Lo studio propriamente detto ha una superficie di 21 m × 9 m ed un'altezza di 7,50 m. Esso è equipaggiato con le due già citate camere di presa secondo il sistema Emitron, montate su carrelli in modo da renderne assai facili ed agevoli gli spostamenti. Oltre all'impianto di illuminazione per le prese normali, vi è un ponte scorrevole che fornisce illuminazione accessoria in caso di bisogno. Il pavimento è coperto con uno strato di linoleum nero di notevole spessore e le pareti hanno un rivestimento a base di amianto: ciò per conferire allo studio le necessarie caratteristiche acustiche.

Le trasmissioni televisive hanno luogo attualmente soltanto durante tre ore al giorno e precisamente dalle 11 alle 12, dalle 15 alle 16 e dalle 21

alle 22. Mentre la prima ora è riservata in generale a pellicole cinematografiche, nelle altre due si trasmettono programmi di attualità o rappresentazioni teatrali, quali ad esempio concerti, danze, parti di opere o di commedie, spettacoli di varietà. Qualora si tratti di visioni all'esterno degli studi (manifestazioni pubbliche, competizioni sportive), le prese vengono trasmesse all'« Alexandra Palace » e di qui ritrasmesse al pubblico.

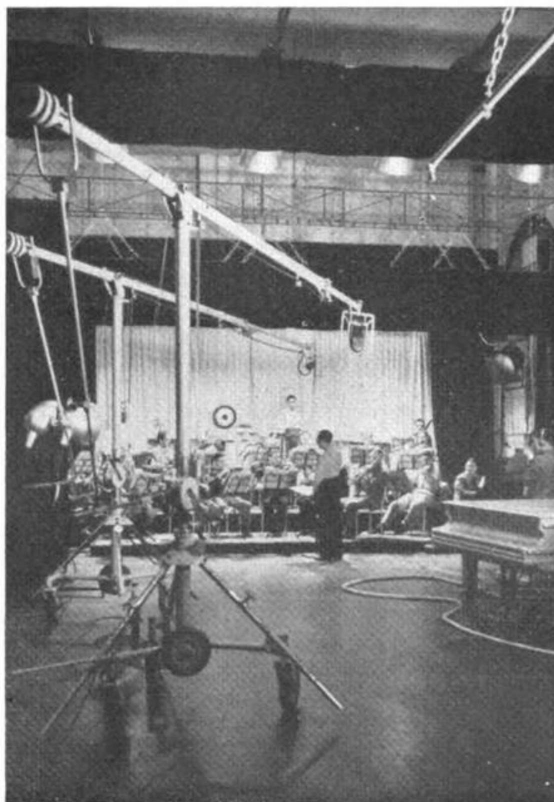


Fig. 4. — Veduta dello studio di televisione durante la presa e la trasmissione televisiva di un concerto orchestrale.

Molto attiva è stata in Inghilterra la propaganda nel campo della televisione, con lo scopo di dissipare i dubbi e vincere le incertezze di chi sia ancora avvezzo a considerare la trasmissione e la ricezione televisiva come esperimenti di laboratorio. Per mettere il pubblico in condizioni di poter giudicare esso stesso delle attuazioni odierne, si è provveduto ad installare cabine per dimostrazioni gratuite che, oltre ad assolvere un

compito di propaganda per un dato modello di apparecchio o per una determinata casa costruttrice, hanno contribuito a diffondere la conoscenza della televisione. Cabine di questo tipo, con 25-30 posti a sedere e con spettacoli continuativi — frazionati in turni della durata di 15-20 minuti — durante le ore di funzionamento della stazione trasmittente dell'« Alexandra Palace », sono allestite presso le sedi o i negozi di vendita delle principali case costruttrici, presso grandi magazzini e in locali analoghi.

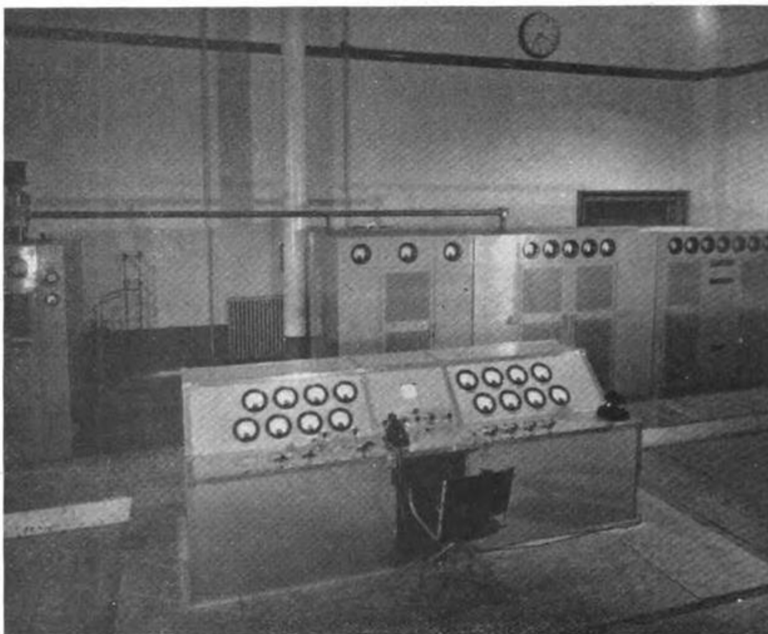


Fig. 5. — Trasmettitore di televisione secondo il sistema Marconi-E. M. I. Impianto di modulazione e banco di comando.

Particolarmente interessante, anche per il tecnico, è riuscita poi la Mostra di Televisione, allestita presso il « Science Museum » di Londra dalla direzione di tale museo in collaborazione con la « British Broadcasting Corporation » e con le principali case costruttrici di apparecchi. Essa è stata aperta per un periodo di quattro mesi, dal giugno al settembre 1937, ed ha avuto centinaia di migliaia di visitatori. Era organizzata con criterio storico-didattico e dava bene un'idea dello sviluppo della televisione, partendo dai primi brevetti e dai congegni rudimentali costruiti dai pionieri, seguendo a mano a mano i perfezionamenti apportati dai diversi sperimentatori e giungendo fino allo stato attuale. Il pubblico stesso poteva maneggiare gli apparecchi esposti e rendersi conto

materialmente della funzione delle singole parti. In un'esposizione di apparecchi moderni, basati sui diversi sistemi, venivano messe in rilievo per mezzo di cartelli esplicativi le differenze salienti che li distinguono tra di loro. Al termine della visita il pubblico era poi invitato ad assistere in una cabina di dimostrazione ad uno spettacolo trasmesso dall'« Alexandra Palace ».

Anche la Mostra annuale della Radio, che ha avuto luogo a Londra nello scorso settembre nel Palazzo Olympia, è riuscita una importantissima manifestazione dei progressi della televisione. Quattordici sono le case inglesi costruttrici di apparecchi riceventi che si sono decise ad affrontare il giudizio del pubblico esponendo la loro produzione. Il numero degli apparecchi presentati si aggirava sulla cinquantina ed i diversi modelli differivano tra di loro, oltre che per la finitura estetica del mobile e per la disposizione delle singole parti, anche per le caratteristiche intrinseche. I prezzi degli apparecchi esposti erano molto diversi, da un minimo di 75 ghinee ad un massimo di 165 ghinee: nel prezzo erano comprese le spese di installazione e la manutenzione dell'impianto per un anno. Anche in questa mostra le singole case costruttrici avevano allestito cabine di dimostrazione analoghe a quelle già citate. Tenendo conto del numero di esse, che era di quattordici, e della frequenza dei visitatori nei successivi turni di spettacolo, si calcola che durante gli undici giorni dell'esposizione oltre 50 000 persone vi abbiano assistito a ricezioni televisive.

I. K.

***

Costituzione del Comitato Italiano di Acustica. — In seno al Comitato Elettrotecnico Italiano, sotto il patronato del Consiglio Nazionale delle Ricerche, è stato costituito, in accordo con l'Ente Nazionale per l'Unificazione nell'Industria (U. N. I.), il Comitato Italiano di Acustica con il còmpito di esaminare i problemi interessanti l'acustica applicata, promuovere lo studio di particolari questioni, perfezionare la nomenclatura e le classificazioni, preparare le norme per l'esecuzione delle misure e precisare i requisiti principali, che debbono possedere gli strumenti di acustica applicata.

Il Comitato costituisce l'organo tecnico nazionale che, per tramite della U. N. I., deve portare la collaborazione italiana ai lavori del Comitato Internazionale di Acustica, n. 43 della « International Standardizing Association » (I. S. A.). Esso funge da Sottocomitato n. 104 del Comitato Elettrotecnico Italiano (C. E. I.), presso il quale ha sede, e da corrispondente del Sottocomitato per l'Elettroacustica della Commissione Elettrotecnica Internazionale (C. E. I.).

Il Comitato è costituito secondo lo statuto del C. E. I., da membri nominati dall'Associazione Elettrotecnica Italiana (A. E. I.), dall'Unione

Nazionale Fascista Industrie Elettriche (UNFIEL), dall'U.N.I., e dai rappresentanti del C. N. R. e dei Ministeri interessati. La presidenza è stata affidata al prof. Ugo Bordoni.

Lo svolgimento dei lavori del Comitato è stato organizzato secondo lo schema di lavoro del Comitato Internazionale [1]. Le questioni attualmente allo studio sono: un progetto di unificazione della terminologia acustica, uno schema di specificazione per l'unità di sensazione (phon), uno schema di norme per la costruzione dei sonometri e per l'esecuzione di misure sui rumori.

Si sta organizzando il lavoro sui temi « riduzione dei rumori e delle vibrazioni » e « audiometri », per i quali il Comitato Italiano è relatore in sede internazionale.

An. Gi.

[1] Vedi per notizie più diffuse, A. F., 1937, VI, p. 360.

Vol. VII - N. 5 Maggio 1938-XVI

ALTA FREQUENZA

SOMMAIRE

SOMMAIRE

Vol. VII - N. 5 Maggio 1938-XVI

ALTA FREQUENZA

CONTENTS

CONTENTS

Vol. VII - N. 5 Maggio 1938-XVI

ALTA FREQUENZA

INHALT

ING. R. SAN NICOLÒ, *Direttore responsabile*

7647 - A.P.E. - Arti Poligrafiche Editrici - TORINO, Via Menabrea 9.

PUBBLICAZIONI DELL' A. E. I.

L'ELETTROTECNICA - Periodico quindicinale.
Giornale ed atti dell'A. E. I. (si pubblica il 10 e il 25 di ogni mese).

Annate arretrate . . . cad.	L. 100,—
Abbonamento: per il regno	» 120,—
per l'estero	» 180,—
Un numero separato: per il Regno	» 6,—
per l'Estero	» 8,—

ALTA FREQUENZA - Periodico mensile.
Rivista di Radiotecnica, Telefonia e Acustica applicata.

Annata 1932	L. 30,—
Annate 1933-34-35-36-37 . cad.	» 40,—
Abbonamento 1938	» 50,—
per i Soci AEI e SIF	» 40,—
Un numero separato	» 6,—

ANNUARIO A. E. I. - N. 1 (Gennaio) - Elenco Soci - Pubblicazioni . Prezzo L. 3,— gratis ai Soci
N. 2 (Luglio) - Repertorio Elettrotecnico - Variazioni al N. 1 . Prezzo L. 3,— gratis ai Soci

NORME DEL C. E. I.

Norme **Lampade** Elettriche - **Linee** aeree (Cap. III Norme impianti) Prezzo L. 3,— per i Soci » 2,—

Norme **Cavi** isolati in carta - **Conduttori** isolati in gomma - **Conduttori** in rame nudo - **Contatori** monofasi - **Impianti** elettromedicali - **Impianti** teatri - **Interruttori** - **Isolatori** in porcellana - **Isolatori** in vetro - **Linee** aeree di contatto - **Motori** primi idraulici - **Motori** trazione - **Olii** - **Protezione** radioaudizioni - **Raddrizzatori** a vapori di mercurio - **Trasformatori** di misura - **Tubi** elettronici . Prezzo di ciascun fascicolo L. 4,50 per i Soci » 3,—

Norme **Impianti** Elettrici . . . » 6,— per i Soci » 4,—

Norme **Macchine** Elettriche - **Impianti** di bordo . Prezzo di ciascun fascicolo L. 9,— per i Soci » 6,—

Raccolta completa Norme sconto del 10% sui prezzi esposti.

STATISTICA DEGLI IMPIANTI ELETTRICI IN ITALIA.

Vol. I. - Dati elettrotecnici sulle distribuzioni di energia elettrica nei Comuni, Impero e Colonie d'Italia (IV edizione) . . . L. 9,—
Vol. II. - Elenco delle **Centrali** di produzione di energia elettrica Prezzo ridotto » 100,— per i Soci » 60,—

RENDICONTI DELLE RIUNIONI ANNUALI.

Prima Serie (Estratti della Rivista « L'Elettrotecnica »):
Vol. I. 1922 - Milano: **Produzione e distribuzione dell'energia elettrica.**
Vol. II. 1923 - Venezia: **Applicazioni dell'energia elettrica.**
Vol. III. 1924 - La Spezia: **La illuminazione elettrica e l'inerente distribuzione dell'energia.**
Vol. IV. 1925 - Napoli: I. **Conversioni di forma dell'energia elettrica.** - II. **Mezzi per assicurare la continuità del servizio degli impianti elettrici.**
Vol. V. 1926 - Brescia: (esaurito).
Vol. VI. 1927 - Como: (esaurito).
Prezzo dei Volumi della Prima Serie . . . L. 30,— per i Soci L. 10,—

Nuova Serie (non pubblicati sulla Rivista « L'Elettrotecnica »):
Vol. I. 1928 - Genova: I. **Trazione elettrica ferroviaria e tranviaria.** - II. **Propulsione elettrica navale** . . . L. 60,— per i Soci » 32,—
Vol. II. 1929 - Pescara-Francavilla a Mare: I. **Elettroagricoltura.** - II. **Elettrotermica.** - III. **Elettrochimica** . . . » 55,— per i Soci » 32,—
Vol. III. 1930 - Trieste: (esaurito).
Vol. IV. 1931 - Perugia: **Sottostazioni di trasformazione di energia elettrica** » 75,— per i Soci » 32,—
Vol. V. 1932 - Firenze: I. **Correnti joniche ed elettroniche. Nuove applicazioni industriali.** - **Applicazioni elettroagricole (Diagrammi di consumo)** . . . » 60,— per i Soci » 32,—
Vol. VI. 1933 - Sorrento: **Materiali impiegati nelle costruzioni ed applicazioni elettriche** . . . » 40,— per i Soci » 32,—
Vol. VII. 1934 - Gardone: **Perturbazioni nel funzionamento degli Impianti Elettrici** . . . » 40,— per i Soci » 32,—
Vol. VIII. 1935 - Santa Margherita Ligure: **Misure** (in 3 fascicoli) opera completa . . . » 45,— per i Soci » 32,—
Per fascicolo separato . . . » 20,— per i Soci » 15,—
Vol. IX. 1936 - Roma: **Radioricevitori.** - **Comunicazioni su filo** - **Centrali idroelettriche** . . . » 75,— per i Soci » 60,—

Per acquisti rivolgersi all' **Ufficio Centrale dell'A. E. I.**
Via San Paolo, 10 — MILANO (2/2)

I VERSAMENTI possono essere eseguiti a mezzo posta giro al N. 3/1189 su Milano

Vol. VII - N. 6 (PUBBLICAZIONE MENSILE) GIUGNO 1938 - XVI

ALTA FREQUENZA

RIVISTA DI
RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

SOTTO IL PATROCINIO
DEL CONSIGLIO NAZIONALE DELLE RICERCHE
DELL'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
DELLA SOCIETÀ ITALIANA DI FISICA







ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
MILANO (2/2) - VIA SAN PAOLO, N. 10

SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE

A.F. VII-6 GIU. 1938

VOL. VII GIUGNO 1938-XVI N. 6

ALTA FREQUENZA

RIVISTA
DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

Edita dall'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA

Redazione: Torino (116), Corso Massimo d'Azeglio, 42. *Amministrazione:* Milano (2/2), Via S. Paolo, 10. *Ufficio Pubblicità:* Milano (2/2), Via S. Paolo, 10.

È gradita la collaborazione dei lettori. Gli scritti dei singoli Autori non impegnano la Redazione e quelli della Redazione non impegnano il Comitato Direttivo. I manoscritti non si restituiscono.

ABBONAMENTO ANNUO . . . L. 50
PER I SOCI A.E.I. O S.I.F. » 40
UN NUMERO SEPARATO . . » 6

ANNATE ARRETRATE (FINCHÈ DISPONIBILI)
I (1932) L. 30; II (1933), III (1934), IV (1935), V (1936), VI (1937) L. 40 CIASCUNA

SOMMARIO

Vol. VII Giugno 1938-XVI N. 6

ALTA FREQUENZA



Radiodiffusione e misure di frequenza.

L'addensamento delle stazioni trasmittenti di radiodiffusione nella ristretta gamma di frequenza riservata a questo servizio è una delle cause che più ha contribuito al progresso delle misure di frequenza. In un primo tempo infatti si è dovuto imporre ad ogni trasmettitore un rispetto sempre più rigoroso della frequenza nominale assegnatagli, per evitare interferenze con altre stazioni. In un secondo tempo, crescendo ulteriormente il numero di queste nella zona europea, si è dovuta attribuire a due o più di esse, trasmettenti o non lo stesso programma, una medesima frequenza di lavoro.

In tali casi la ricezione è tanto migliore quanto più le frequenze delle emissioni isoonda sono vicine all'effettivo sincronismo. Così, mentre ancora pochi anni or sono la frequenza di una stazione doveva differire dal valore nominale al massimo di 50 Hz, in più o in meno, questi limiti si sono ristretti, e per le stazioni quasi sincronizzate si parla ormai di differenze di 0,1 Hz o ancor meno.

Per ottenere simili condizioni, da una parte si sono dovuti studiare oscillatori piloti capaci di mantenere la loro frequenza con stabilità proporzionata a requisiti così severi; d'altra parte si sono dovuti migliorare i mezzi per controllare il funzionamento di questi oscillatori: ciò che in ultima analisi ha richiesto un ulteriore miglioramento nella stabilità, specie per gli oscillatori da usare in laboratorio come campioni di frequenza.

I risultati a cui sono giunti i laboratori meglio attrezzati sono veramente notevoli e si riassumono dicendo che le instabilità possono essere ridotte a valori dell'ordine di $1/10^8$.

Qualcuno potrà domandarsi se una stabilità tanto elevata abbia un effettivo scopo pratico, o se non sia piuttosto un virtuosismo di dubbia utilità: pur riconoscendo che oscillatori così stabili sono in questo momento esuberanti per gli scopi radiotecnici, sia come piloti di trasmettitori, sia per le misure di frequenza, non è certamente il caso di trascurare codesti studi, perchè da nuovi progressi possono sempre sorgere nuove possibilità, non prevedibili fino da ora.

Se si vuole analizzare come i risultati accennati siano stati conseguiti, si vede che gli sforzi dei ricercatori si sono indirizzati a tre scopi:

1) migliorare i risuonatori elettromeccanici — piastrine di quarzo o elettrodiapason — a cui è affidata la funzione di mantenere costante la frequenza;

2) perfezionare gli oscillatori, la cui frequenza è comandata dal risuonatore elettromeccanico, in modo da rendere minime le variazioni di frequenza dovute alle diverse cause perturbatrici;

3) studiare i particolari di costruzione degli apparati in maniera da assicurare la massima costanza nelle condizioni di esercizio.

Per inquadrare nella classificazione il non indifferente contributo italiano, si può dire che il primo e sopra tutto il secondo di questi campi di ricerche hanno attirato l'attenzione dei nostri studiosi. Fin da prima del 1930 (1) si svilupparono infatti, presso il R. Istituto Elettrotecnico e delle Comunicazioni della Marina in Livorno, schemi di piezooscillatori nei quali era possibile generare una frequenza eguale a quella di risonanza meccanica del quarzo: ed anche in laboratori industriali lo stesso problema è stato affrontato e risolto per altra via (2). Al terzo dei campi di lavoro esposti, per quanto ci consta, sono state finora dedicate cure meno assidue, ma anch'esso merita che l'attenzione dei tecnici sia richiamata sulla sua importanza.

Lo studio dell'ingegnere PONTECORVO, che pubblichiamo, si ricollega ai lavori svolti dal R. I. E. C.: esso utilizza la chiarificazione, intervenuta dopo l'epoca di quei primi studi, sul concetto e sulle proprietà della reazione negativa, per sviluppare una classe di circuiti di piezooscillatori che, ai pregi degli schemi R. I. E. C., aggiungono i vantaggi ricavabili da una reazione negativa opportunamente disposta e dosata.

---

(1) Pubbl. R.I.E.C., 1928, 43; 1930, 53; 1930, 54; 1931, 55: 1931, 58.
(2) A. F., 1936, V, p. 763.

Correnti deboli e correnti forti.

La tecnica delle comunicazioni radioelettriche ha avuto uno sviluppo così rapido e — si può dire — così impreveduto, che definizioni o modi di dire, entrati in uso soltanto da pochi anni, sono ormai da considerare sorpassati. Ciò accade, ad esempio, per la denominazione di « tecnica delle correnti deboli », con la quale si è inteso e si intende ancor oggi di distinguere l'elettrotecnica delle comunicazioni da quella delle macchine e degli impianti produttori e distributori di energia, chiamata per contro « tecnica delle correnti forti ».

La classificazione fu indubbiamente giustificata alle origini, quando nella maggior parte dei problemi riferentisi alle comunicazioni si potevano addirittura trascurare le questioni — spesso invece predominanti nell'altra branca — relative al rendimento, alle sopraelevazioni di temperatura, al calore da dissipare e così via.

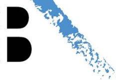


Con l'ampliarsi degli impianti, le potenze in gioco sono via via cresciute e il radiotecnico ha dovuto anch'egli preoccuparsi di questi problemi, non tanto perchè un miglioramento nel rendimento portasse a una diminuzione nel fabbisogno di energia con riflessi economici sensibili nell'esercizio, quanto perchè le questioni relative alle sopraelevazioni di temperatura, e quindi al dimensionamento delle singole parti, cominciavano a far sentire il loro peso.

In un terzo tempo infine gli impianti hanno acquistato una imponenza tale, che le difficoltà inerenti alla tecnica delle correnti forti si sono ripresentate in tutta la loro importanza.

Si parla ormai di trasmettitori capaci con mezzi puramente elettronici di fornire all'antenna, per la irradiazione, potenze che sotto modulazione raggiungono i 750 kW. Complessi, che assorbono dalla rete di alimentazione potenze dell'ordine di 3000 kW; in cui i tubi amplificatori hanno bisogno di tensioni anodiche continue di 20 kV o più, con filamenti alimentati da correnti di 500 A e con anodi costretti a dissipare tali quantità di calore da richiedere grandiosi dispositivi di raffreddamento a circolazione forzata di acqua. Impianti, nei quali può accadere di dover progettare trasformatori a frequenza acustica o induttanze di arresto, di un peso che supera le 10 tonnellate.

Dinnanzi ad attuazioni di questo genere la dicitura « tecnica delle correnti deboli » non è più proporzionata. In esse l'abilità del costruttore si rivela per il modo in cui egli sa conciliare i requisiti di tipo nettamente



radiotecnico — in sintesi, la fedeltà della trasmissione — con quelli legati alle esigenze comuni a tutti i grossi impianti, con la maggiore difficoltà portata qui dalla presenza di intensi campi elettromagnetici a frequenze elevate.

L'Italia è una delle prime nazioni che abbiano affrontato costruzioni di così grande importanza e l'ingegnere Banfi dell'E.I.A.R., che ha diretto l'impianto del nuovo centro radiofonico di Roma - S. Palomba, descrive oggi sulla nostra rivista le caratteristiche principali di questo complesso modernissimo.

LA REDAZIONE.

PIEZOOSCILLATORI DI ELEVATA STABILITÀ DI FREQUENZA OTTENUTI CON L'USO CONTEMPORANEO DI REAZIONE POSITIVA E NEGATIVA

PAOLO PONTECORVO

Si propone un nuovo tipo di piezooscillatore, in cui la tensione ai capi del quarzo è utilizzata come reazione negativa tra circuito anodico e circuito di griglia. Si mostra, come sia sempre possibile portare l'oscillatore a funzionare sulla frequenza di risonanza in serie del quarzo, e si discute la dipendenza delle variazioni di frequenza dalle singole cause di instabilità (elementi del circuito, tensioni di alimentazione e così via). Si mette in rilievo, come le oscillazioni prodotte siano particolarmente prive di armoniche, e come sia possibile ricavare la curva della impedenza del quarzo in funzione della frequenza, ed in conseguenza il coefficiente di risonanza della piastrina usata. Si riportano infine i risultati ottenuti in una attuazione sperimentale del circuito proposto.

1. - Introduzione.

In un recente scritto (1) si è accennato alla possibilità di attuare oscillatori di elevata stabilità di frequenza, usando schemi in cui si effettuino contemporaneamente una reazione positiva a comando di tensione, ed una reazione negativa a comando di corrente.

Le proprietà di tale tipo di circuiti sono state trattate in modo molto generale e completo (2), e di esse sono state fatte interessanti applicazioni alla costruzione di amplificatori, i quali uniscano alta stabilità ad una elevatissima selettività.

Il funzionamento dei proposti oscillatori di alta stabilità può ricondursi alla trattazione generale: ciò è stato fatto sommariamente nella breve nota ricordata.

Nel presente studio si esamina il comportamento di quei dispositivi e si discute l'influenza delle varie cause perturbatrici sulle variazioni di frequenza.

---

(1) P. PONTECORVO: Sull'uso contemporaneo di reazioni positive e negative - A. F., 1937, VI, p. 448.

(2) F. VECCHIACCHI: Resistenze negative ed elevate selettività ottenute stabilmente per mezzo di reazioni positiva e negativa - A. F., 1937, VI, p. 351.

2. - Principio di funzionamento degli oscillatori studiati.

Si considerino gli schemi *a*, *b*, *c* della figura 1, nei quali si sono tralasciati gli elementi di circuito ed i collegamenti relativi alla alimentazione e alla polarizzazione del tubo. Essi derivano dallo schema generale di oscillatore a tre punti e dalle sue attuazioni particolari tipo Hartley e Colpitts, con l'aggiunta di una impedenza Z_s interposta tra il punto contrassegnato 2 ed il catodo.

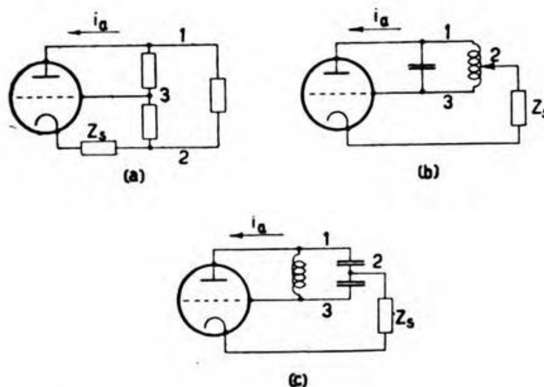


Fig. 1. — Schema di principio degli oscillatori proposti, che possono derivarsi: *a*) dal generico oscillatore a tre punti; *b*) *c*) dagli oscillatori tipo Hartley e Colpitts.

Quando nel circuito anodico passa una corrente, ai capi della impedenza Z_s si desta una tensione. La tensione della placca rispetto a terra è data dalla somma della tensione tra 1 e 2 e della tensione ai capi di Z_s: la tensione tra griglia e terra è la somma della tensione tra 3 e 2 e della tensione ai capi di Z_s.

Si supponga che la impedenza Z_s sia costituita da un circuito con caratteristiche del tipo di un risuonatore a elementi in serie; facendo variare la capacità del circuito risonante anodico a elementi in parallelo, varia la frequenza delle oscillazioni generate in modo che siano sempre verificate le condizioni di ampiezza e di fase necessarie per l'autoeccitazione. Si intuisce, che quando la frequenza generata è vicina a quella di risonanza del circuito in serie, la tensione ai capi di Z_s è minima e, poichè una forte componente di essa è in controfase con la tensione tra 3 e 2, ne risulta che la tensione di griglia tende al suo valore massimo. Quando la frequenza tende ad allontanarsi da quella di risonanza del circuito in serie, la tensione V_s ai capi di questo aumenta e si può raggiungere una frequenza, per la quale la tensione risultante sulla griglia (che, date le relazioni di fase, è sempre data da V_{32} diminuita di V_s) non è più sufficiente a mantenere le oscillazioni.

Se l'elemento Z_s ha un coefficiente di risonanza molto alto, si può regolare l'oscillatore in modo che le oscillazioni siano possibili soltanto in un ristretto intorno della frequenza di risonanza in serie di Z_s.

Come si vedrà in seguito, gli schemi proposti sono particolarmente adatti per attuare piezooscillatori di stabilità di frequenza molto elevata, nei quali l'impedenza Z_s è costituita dalla piastrina di quarzo.

Le cause della elevata stabilità di frequenza possono esporsi con le seguenti considerazioni qualitative, che sono confermate da quelle quantitative dei paragrafi seguenti.

1) Al variare della capacità di accordo del circuito antirisonante, la frequenza generata varia e passa per la frequenza di risonanza in serie della piastrina. Questa condizione può essere rivelata con errore dell'ordine di 10^{-7} dal minimo della tensione ai capi del quarzo; l'oscillatore funziona pertanto sulla frequenza per cui è minima l'influenza delle varie cause perturbatrici (3) (4).

2) È noto che l'azione stabilizzatrice sulla frequenza è tanto maggiore, quanto più rapidamente variano le fasi delle tensioni in gioco nell'oscillatore, al variare della frequenza.

Negli oscillatori che si esaminano, sia la tensione anodica, sia quella di griglia, hanno per componente la tensione ai capi del quarzo ed hanno pertanto rapide variazioni di fase al variare della frequenza.

La tensione di griglia inoltre risulta dalla differenza di due componenti, una delle quali è la tensione ai capi del quarzo: regolando accuratamente il circuito si può fare in modo, che la tensione di griglia sia assai minore della tensione ai capi del quarzo: una variazione di fase in questa ne produce una assai maggiore in quella.

3. - Condizioni di autoeccitazione dell'oscillatore.

Si ritorni al caso generale in cui Z_s è semplicemente una impedenza costituita da elementi risonanti in serie, e si fissino le idee sull'oscillatore della fig. 1 *b* derivato dal tipo Hartley; il funzionamento dell'oscillatore della figura 1 *c* è retto da formule analoghe.

Siano:

Z, R, X la impedenza del circuito risonante a elementi in parallelo, tra i punti 1 e 3, e le sue componenti,

Z', R', X' la impedenza del circuito risonante a elementi in parallelo, tra i punti 1 e 2, e le sue componenti,

R_p, R'_p le resistenze dinamiche dello stesso circuito cioè le resistenze presentate dal circuito per la frequenza di risonanza, prese rispettivamente tra i punti 1 e 3 ovvero 1 e 2,

(3) M. Boella: Influenza del decremento del quarzo sulla frequenza di oscillazione dei piezooscillatori - L'Elettrot., 1930, XVII, p. 734; Pubbl. R. I. E. C., 1930, 54.

(4) F. Vecchiacchi: Piezooscillatore con grande stabilità di frequenza - L'Elettrot., 1931, XVIII, p. 79; Pubbl. R. I. E. C., 1931, 55.

ε il coefficiente di risonanza del circuito a elementi in parallelo,

Z_s, R_s, X_s l'impedenza del circuito risonante a elementi in serie e le sue componenti,

ε_s il coefficiente di risonanza del circuito a elementi in serie,

i_a la corrente di alimentazione del circuito anodico,

i_{ac} la corrente di circolazione all'interno del circuito risonante a elementi in parallelo,

$n, (1 - n)$ il rapporto tra il numero di spire della induttanza del circuito a elementi in parallelo comprese tra i punti 1 e 2 (rispettivamente 2 e 3) e il numero totale di spire,

ϱ, S, D la resistenza interna, la pendenza e l'inverso del coefficiente di amplificazione del tubo usato,

Z_a la impedenza totale del circuito anodico tra il punto 1 e il catodo.

La trattazione che segue è fatta nell'ipotesi semplificativa, che la caratteristica mutua del tubo possa ritenersi lineare (equazione di Vallauri) e assumendo pertanto per ϱ, S, D i loro valori medi nella zona interessata dalle oscillazioni.

Se ε è sufficientemente grande, la corrente anodica i_a è trascurabile rispetto a quella di circolazione i_{ac} e si può anche ammettere, che le tensioni lungo l'induttanza del circuito a elementi in parallelo crescano linearmente col numero di spire; considerando inoltre negativa una tensione prodotta da una corrente anodica positiva:

$$V_{23} = V_{12} \frac{1 - n}{n} = - Z' i_a \frac{1 - n}{n} ,$$

si ha pertanto:

$$\text{tensione di griglia} = V_g = - Z_s i_a + V_{32} = - \left[Z_s - \frac{Z' (1 - n)}{n} \right] i_a$$

$$\text{tensione anodica} = V_a = - Z_s i_a + V_{12} = - (Z_s + Z') \, i_a .$$

La nota condizione di autooscillazione (5) $- \dfrac{V_g}{V_a} = D \left(1 + \dfrac{\varrho}{Z_a} \right)$ diviene in questo caso:

$$\frac{Z' \dfrac{1 - n}{n} - Z_s}{Z_s + Z'} = D \left(1 + \frac{\varrho}{Z_s + Z'} \right) ;$$

esprimendo Z' in funzione della impedenza Z tra i punti 1 e 3, si ha:

$$Z = \frac{D \varrho + Z_s (1 + D)}{n (1 - n) - n^2 D} ;$$

scindendo le parti reali dalle immaginarie:

(5) H. BARKHAUSEN: Elektronen Röhren, III - S. Hirzel, Leipzig, 1935, p. 6.

[1] $$R = \frac{D\varrho + R_s\,(1 + D)}{n\,(1 - n) - n^2 D}\,,$$

[2] $$X = \frac{X_s\,(1 + D)}{n\,(1 - n) - n^2 D}\,.$$

La [1] dà le relazioni necessarie tra i vari elementi di circuito, perchè le ampiezze delle tensioni in gioco siano sufficienti all'innesco delle oscillazioni, quando queste abbiano la frequenza determinata dalla relazione [2].

Detta « disaccordo » la grandezza $d = 1 - \frac{1}{\omega^2 LC}$ e ricordando, nei due casi di circuito a elementi in parallelo o in serie, le ben note relazioni:

$$R = \frac{R_p}{1 + \varepsilon^2 d^2}\quad,\quad X = -R\,\varepsilon\, d = -\frac{R_p\,\varepsilon\, d}{1 + \varepsilon^2 d^2}\quad,\quad X_s = R_s\,\varepsilon_s\, d_s\quad,$$

si possono modificare la [1] e la [2] ottenendo:

[1′] $$R_p = (1 + \varepsilon^2 d^2)\,\frac{D\varrho + R_s\,(1 + D)}{n\,(1 - n) - n^2 D}\,,$$

[2′] $$-\frac{R_p\,\varepsilon\, d}{1 + \varepsilon^2 d^2} = \frac{R_s\,\varepsilon_s\, d_s\,(1 + D)}{n\,(1 - n) - n^2 D}\,.$$

4. - Instabilità di frequenza dell'oscillatore, dovute a variazioni del circuito risonante a elementi in parallelo.

Dalla [2] si ricava che per $X = 0$ anche $X_s = 0$. La frequenza generata può dunque essere esattamente quella di risonanza f_s del circuito in serie, purchè anche il circuito in parallelo venga portato ad avere la stessa frequenza di risonanza. L'accordo del circuito in parallelo viene ottenuto variando la capacità di un condensatore, ma in generale non si riuscirà ad accordare esattamente il circuito stesso e rimarrà in questo una X che per la frequenza f_s è diversa da zero.

La frequenza generata si sposta da f_s fino alla frequenza f, per cui la X e la X_s assumono valori legati dalla formula [2].

Si chiamino: d_1 e d i disaccordi (6) che in queste condizioni ha la frequenza di risonanza f_p del circuito in parallelo (fig. 2) rispetto alla frequenza di risonanza f_s del circuito in serie, e rispetto alla frequenza generata f; d_s il disaccordo della frequenza di risonanza f_s del circuito in serie rispetto alla frequenza generata f.

---

(6) Si rammenta che il disaccordo della frequenza f rispetto a una frequenza f_0 è dato da:

$$d = 1 - \frac{1}{\omega^2 LC} = 1 - \frac{\omega_0^2 LC}{\omega^2 LC} \simeq \frac{2\,(f - f_0)}{f_0}\,.$$

Il disaccordo prodotto da una variazione di capacità dC rispetto a quella C necessaria per la risonanza è:

$$d = 1 - \frac{\omega^2 LC}{\omega^2 L\,(C + dC)} = \frac{dC}{C + dC} \simeq \frac{dC}{C}\,.$$

Dalla [2′] si deduce che d e d_s hanno segni opposti: è giustificata pertanto la figura 2 dalla quale si ricava in valore e segno:

$$d_1 = d - d_s \,.$$

Si ha:

$$[3] \qquad d_s = -\frac{n(1-n) - n^2 D}{(1+D)} \, \frac{R_p \varepsilon}{R_s \varepsilon_s} \, \frac{d}{1+\varepsilon^2 d^2} \,.$$

Posto $\Delta f = f - f_s$, si può dedurre che $\dfrac{\Delta f}{f_s} = \dfrac{1}{2} d_s$ è lo spostamento relativo della frequenza generata dalla frequenza di risonanza del circuito in serie. Si supponga ora che, a partire da queste condizioni di funzionamento avvenga una variazione nel circuito con elementi in parallelo, dovuta ad esempio a una variazione δC della capacità del circuito.

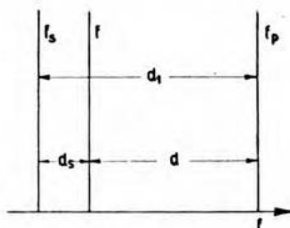


Fig. 2. — Posizione relativa della frequenza di risonanza f_s, della frequenza di risonanza f_p e della frequenza f delle oscillazioni.

Ne segue una variazione della frequenza generata che causa le variazioni $\delta d = \dfrac{\delta C}{C}$ e δd_s nei disaccordi del circuito in parallelo e in serie: e si ha la relazione:

$$\delta \left(\frac{\Delta f}{f_s}\right) = \frac{1}{2} \delta d_s = -\frac{1}{2} \, \frac{n(1-n) - n^2 D}{1+D} \, \frac{R_p \varepsilon}{R_s \varepsilon_s} \, \frac{1 - \varepsilon^2 d^2}{(1+\varepsilon^2 d^2)^2} \, \delta d \,.$$

Poichè nell'uso pratico si riesce a far funzionare l'oscillatore su una frequenza molto vicina a f_s, il valore di d_s è molto piccolo ed anche quello di d è sufficientemente piccolo per poter trascurare, sia $\varepsilon^4 d^4$ sia $\varepsilon^2 d^2$ rispetto a 1. L'espressione precedente si semplifica pertanto nella:

$$[4] \qquad \delta \left(\frac{\Delta f}{f_s}\right) = -\frac{1}{2} \, \frac{n(1-n) - n^2 D}{1+D} \, \frac{R_p \varepsilon}{R_s \varepsilon_s} \, \delta d \,.$$

Dalla [4] si deduce intanto, che è bene che il circuito a elementi in parallelo abbia bassi valori di resistenza dinamica e di coefficiente di risonanza.

Si supponga di avere a disposizione un determinato circuito in serie, e quindi siano dati R_s, ε_s: si vogliano ottenere le migliori condizioni di stabilità scegliendo opportunamente il tubo oscillatore, e costruendo nel miglior modo il circuito a risonanza in parallelo. Si consideri dapprima il minimo valore di R_p ancora sufficiente per l'oscillazione, dato dalla [1′],

e lo si sostituisca nella [4] tenendo anche presente che $\varepsilon = \frac{R_p}{\omega L}$. Si ottiene:

$$\delta\left(\frac{\Delta f}{f_s}\right) = -\frac{1}{2}\frac{1}{\omega L}\frac{1}{1+D}\frac{[D\varrho + R_s(1+D)]^2}{n(1-n) - n^2 D}\frac{1}{R_s \varepsilon_s}\delta d .$$

Il massimo del denominatore al variare di n si ha per $n = \frac{1}{2(1+D)}$ ed il valore della espressione $n(1-n) - n^2 D$ diviene $\frac{1}{4}\frac{1}{1+D}$. Si ricava infine:

[5] $$\delta\left(\frac{\Delta f}{f_s}\right) = -2\frac{1}{\omega L}\frac{[D\varrho + R_s(1+D)]^2}{R_s \varepsilon_s}\delta d .$$

L'effetto stabilizzatore del circuito Z_s può valutarsi dal rapporto tra la variazione di frequenza prodotta da una stessa variazione δd quando il circuito Z_s è in corto circuito, ovvero inserito normalmente. Questo rapporto è:

[6] $$\frac{\frac{1}{2}\delta d}{2\frac{[D\varrho + R_s(1+D)]^2}{\omega L R_s \varepsilon_s}\delta d} = \frac{1}{4}\frac{\omega L R_s \varepsilon_s}{[D\varrho + R_s(1+D)]^2} .$$

I valori dati dalle [5] e [6] sono limiti non raggiungibili per ragioni pratiche: innanzi tutto n si discosta sempre più o meno dal valore $\frac{1}{2(1+D)}$; in secondo luogo è bene avere una resistenza R_p notevolmente maggiore del minimo che consente l'innesco delle oscillazioni.

Se nella [4] si lascia in evidenza R_p, si vede che le instabilità « coeteris paribus » crescono con il quadrato di R_p.

Per ottenere piccoli valori di instabilità, occorre dunque avere ε_s molto grande; si può pensare di attuare ciò con un circuito in serie costituito da una piastrina di quarzo in risonanza, ovvero da una linea risonante lunga $\frac{\lambda}{2}$ e chiusa in corto circuito all'estremo collegato al catodo. Nel primo caso $D\varrho$ non è mai grande rispetto a $R_s(1+D)$; per le frequenze più basse, per cui il circuito è particolarmente indicato, è anzi $D\varrho \ll R_s(1+D)$.

La [5] si trasforma allora nella:

[7] $$\delta\left(\frac{\Delta f}{f_s}\right) = -2\frac{R_s(1+D)^2}{\omega L \varepsilon_s} .$$

Si può notare che il limite massimo di stabilità dell'oscillatore cresce proporzionalmente a ε_s^2, poichè R_s è proporzionale a $\frac{1}{\varepsilon_s}$.

Nel secondo caso, $R_s \ll D_Q$, la [5] si trasforma nella:

$$\delta\left(\frac{\Delta f}{f_s}\right) = -2\frac{1}{\omega L}\frac{\left(\frac{1}{S}\right)^2}{R_s}\frac{1}{\varepsilon_s}\delta d\ . \tag{8}$$

Con i valori che può assumere la pendenza dei tubi, e dato il piccolo valore di resistenza R_s presentato in risonanza da una linea lunga $\frac{\lambda}{2}$ chiusa a un estremo, l'effetto stabilizzatore è piccolo e può essere anche minore di 1. Si vede comunque nei due casi la convenienza di scegliere tubi con forte pendenza.

Ritornando al caso del quarzo ed alla formula [7], si può notare che, sia R_s, sia ε_s, tendono a essere proporzionali a $\frac{1}{\omega}$: d'altra parte il circuito in parallelo non può avere capacità minore di un centinaio di micromicrofarad, per evitare una soverchia influenza delle variazioni delle capacità interelettrodiche, dei collegamenti e così via.

Ne risulta che l'induttanza massima con cui si può costituire il circuito in parallelo, al variare della frequenza deve soddisfare la: $\omega^2 L =$ = costante.

Se ne deduce che i valori ottenibili in pratica per $\omega L = \frac{\text{costante}}{\omega}$ crescono diminuendo la frequenza: basandosi sulle formule [5] e [6] si conclude, che per avere oscillatori di stabilità elevata conviene lavorare su frequenze relativamente basse.

5. - Instabilità di frequenza dell'oscillatore dovute a variazioni delle capacità interelettrodiche.

Le capacità C_{ag}, C_{ac}, C_{gc} tra gli elettrodi del tubo (fig. 3) influenzano la sintonia del circuito a elementi in parallelo e quindi anche la frequenza

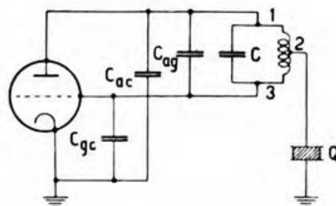


Fig. 3. — Disposizione delle capacità interelettrodiche rispetto al circuito principale.

generata. Ciò non ha valore nel momento della regolazione, in cui è indifferente il valore della capacità C, che è necessario inserire nel circuito per ottenere oscillazioni sulla frequenza f_s, ma ha grande importanza in caso di variazioni delle capacità elettrodiche stesse.

La capacità C_{ag} tra la placca e la griglia è direttamente derivata sulla capacità principale C del circuito a elementi in parallelo; fa pertanto parte di questo e le sue variazioni influiscono sulla frequenza in ragione della variazione di disaccordo $\delta d = \frac{\delta C_{ag}}{C}$, secondo quanto si è visto nel paragrafo precedente.

Per studiare l'influenza delle capacità C_{ac} e C_{gc} si consideri per semplicità il caso, in cui la frequenza generata è esattamente quella di risonanza del circuito serie. Allora i due circuiti in parallelo e in serie sono equivalenti a due resistenze ohmiche R e R_s: la capacità del circuito a elementi in parallelo, necessaria per raggiungere questa condizione, è somma della capacità C del condensatore del circuito stesso e di una capacità equivalente alle capacità C_{ac} e C_{gc}. Per calcolare la capacità equivalente a C_{ac}, si passa innanzi tutto dalla C_{ac} alla $C'_{ac} = C_{ac}\left(1 + \frac{R_s}{R'}\right)^2$ derivata tra i due punti 1 e 2 (fig. 4), indi alla $C''_{ac} = n^2 C'_{ac} = n^2 C_{ac}\left(1 + \frac{R_s}{R'}\right)^2$ in parallelo alla capacità principale C.

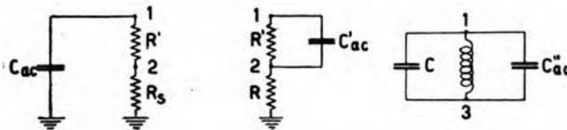


Fig. 4. — Schemi per dedurre la capacità equivalente C''_{ac} dalla capacità anodo-catodo C_{ac}.

In modo perfettamente analogo si ricava che la capacità equivalente alla C_{gc} ed in parallelo alla capacità C è data dalla:

$$C''_{gc} = (1 - n)^2 C_{gc}\left[1 + \frac{n^2 R_s}{(1 - n^2) R'}\right]^2.$$

Poichè, nelle condizioni di regolazione che si raggiungono in pratica, R_s è circa la metà di R', nel caso particolarmente semplice di $n = 0{,}5$ si ottiene:

$$C''_{ac} = 0{,}56\, C_{ac},$$

e analogamente:

$$C''_{gc} = 0{,}34\, C_{gc}.$$

Eventuali variazioni in queste capacità interelettrodiche hanno effetti ridotti nei rapporti 0,56 o 0,34 sulla capacità totale del circuito a elementi in parallelo.

Se si costruisce quest'ultimo con una capacità non minore di 100 ÷ 150 μμF e si tiene conto del valore che può assumere l'effetto

stabilizzatore del quarzo (vedi § 8), si vede facilmente che per variazioni delle capacità interelettrodiche, di 10^{-2} μμF, le instabilità di frequenza hanno l'ordine di grandezza di $\frac{1}{10^8}$.

6. - Instabilità di frequenza dovute a variazioni nelle tensioni di alimentazione.

Le instabilità di frequenza dovute a variazioni nelle tensioni di alimentazione non possono essere studiate mediante le formule precedenti, ricavate in base alla ipotesi che le caratteristiche del tubo siano lineari. Con tale ipotesi infatti nessuna delle grandezze che figurano nella formula [3] è variabile con la tensione di alimentazione.

È noto, come la frequenza delle oscillazioni e le sue variazioni possano invece calcolarsi in base alla teoria non lineare delle oscillazioni: tuttavia si preferisce qui riferirsi ai risultati di uno studio di Groszkowski(7) basati sulla semplice considerazione che, essendo il triodo oscillatore un dispositivo atto a fornire energia reale, vi deve essere equilibrio tra energia elettromagnetica ed energia elettrostatica all'esterno del tubo. Se le tensioni e le correnti generate fossero armoniche semplici, la frequenza di esse sarebbe quella determinata in base alla teoria lineare con la equazione [2]. In realtà, tensioni e correnti non sono puramente sinoidali, ma contengono anche armoniche della fondamentale. A seconda della costituzione dei circuiti esterni al tubo, ed a causa della presenza di queste armoniche, potrà aversi, per la frequenza determinata dalla equazione [2], un eccesso di energia elettrostatica o un eccesso di energia elettromagnetica. La frequenza fondamentale delle oscillazioni si sposta allora in meno o in più fino a ristabilire l'equilibrio tra energia elettromagnetica ed energia elettrostatica.

Il Groszkowski mostra che lo spostamento $\frac{\Delta f}{f}$ della frequenza generata, rispetto a quella f calcolata in base alla teoria lineare, può essere data da una espressione del tipo:

[9] $$\frac{\Delta f}{f} = -\frac{1}{2}\sum_{2}^{\infty} B_k\,(k^2-1)\,m_k^2 ,$$

dove: B_k è un numero dipendente dalle costanti del tubo, dalle costanti del circuito e da k, ma non dalla percentuale di armoniche; k è l'ordine dell'armonica che si considera; m_k è il rapporto $\frac{V_k}{V_a}$ tra la tensione a frequenza armonica e la tensione a frequenza fondamentale, fra anodo e catodo.

(7) J. Groszkowski: The interdependence of frequency variation and harmonic contents, and the problem of constant frequency oscillators - Proc. I. R. E., 1933, XXI, p. 958.

Una variazione nelle tensioni di alimentazione ha importanza solamente in quanto l'espressione [9] cambi il suo valore. Nella maggior parte dei casi B_k dipende dal tubo scelto attraverso il coefficiente di amplificazione μ, che può ritenersi costante per variazioni non eccessive delle tensioni applicate al tubo.

Detto allora genericamente x l'elemento che ha variato, la condizione di ottima stabilità è

$$[10] \qquad \frac{\partial}{\partial x}\left(\frac{\Delta f}{f}\right) = -\sum_{2}^{\infty} B_k (k^2 - 1)\, m_k \frac{\partial m_k}{\partial x} = 0.$$

Questa condizione può essere verificata, o quando al variare di x i coefficienti m_k mantengono il loro valore ovvero quando presentano variazioni di segno opposto e di valore tale da annullare la [10].

È inoltre evidente che, se la grandezza dei singoli coefficienti m_k viene resa più piccola, anche la $\frac{\Delta f}{f}$ e le sue variazioni saranno relativamente meno importanti.

Premessi questi richiami, si torni al piezooscillatore considerato: perchè la frequenza generata sia quella f_s di risonanza in serie del quarzo, il circuito a elementi in parallelo dovrà avere una frequenza di risonanza che differisca da f_s secondo la formola [9].

Nel caso del circuito derivato dall'oscillatore Hartley (fig. 1 *b*), in cui, per semplicità, si supponga di fare una presa centrale sul circuito a elementi paralleli, la impedenza tra i punti 1 e 2, assume per l'armonica k il valore:

$$Z'_k = j\,\frac{k\,\omega\,L}{2}\,\frac{\frac{k^2}{2} - 1}{k^2 - 1}\,,$$

quando si trascurino le resistenze di perdita. La Z'_k è sempre positiva, il circuito si comporta cioè come una induttanza. Per le armoniche della frequenza f_s, la piastrina di quarzo si comporta invece come una capacità C_q di valore relativamente piccolo.

Poichè in generale l'impedenza di questa prevale sulla Z'_k, il circuito anodico nel suo complesso equivale a una capacità: ne segue che, per lavorare nella frequenza di risonanza f_s del quarzo, il circuito a elementi paralleli deve comportarsi per questa come una induttanza ed essere cioè accordato su una frequenza maggiore di f_s.

Nel caso del circuito derivato dall'oscillatore Colpitts (fig. 1 *c*), si ha invece:

$$Z'_k = -j\,\frac{k\,\omega\,L}{2}\,\frac{1 - \frac{1}{2\,k^2}}{k^2 - 1}\,,$$

sempre trascurando le perdite.

Il circuito si comporta per le armoniche come una capacità; anche qui dunque, per lavorare sulla frequenza di risonanza f_s del quarzo, il circuito a elementi paralleli deve essere accordato su una frequenza alquanto maggiore di f_s.

Si deve ora osservare che nei circuiti adottati, la quantità di armoniche presenti, è sempre relativamente limitata, per l'effetto di reazione negativa a comando di corrente, dovuto alla piastrina di quarzo.

Si è già detto che quest'ultima si comporta per le armoniche come una capacità C_q di piccolo valore: detta i_k la corrente armonica di ordine k, che si avrebbe se il quarzo presentasse impedenza nulla per l'armonica stessa e i'_k quella che si ha con il quarzo inserito, si ricava subito:

$$i'_k = i_k \cdot \frac{1}{1 + \dfrac{\dfrac{\mu + 1}{j \omega k C_q}}{\varrho + Z'_k}} \simeq j \, i_k \frac{\varrho + Z'_k}{\dfrac{\mu + 1}{\omega k C_q}},$$

essendo spesso $\varrho + Z'_k \ll \dfrac{\mu + 1}{j \omega k C_q}$.

Per ottenere la minore percentuale di armoniche occorre che Z'_k sia piccolo, $S = \dfrac{\varrho}{\mu}$ grande e C_q piccolo.

La prima condizione porta a favorire il circuito derivato dall'oscillatore Colpitts: porterebbe anche ad avere un circuito a elementi paralleli con piccola induttanza e grande capacità. Ciò contrasta con le condizioni di buona stabilità rispetto alle variazioni del circuito: di questa condizione non si terrà quindi conto per le considerazioni, che si espongono più sotto circa la regolazione pratica dell'oscillatore.

La seconda condizione è favorevole anche per la stabilità riguardo alle variazioni accidentali nel circuito: della terza si dovrà tenere conto nella esecuzione dei collegamenti, in modo da non aumentare inutilmente la capacità tra gli elettrodi del quarzo.

La ragione per cui non ha importanza predominante il diminuire al massimo la percentuale di armoniche è la seguente.

Le variazioni di frequenza dovute a variazioni di tensioni di alimentazione, sono essenzialmente dovute a variazioni di tensione anodica. Per le considerazioni fatte sul segno della Z'_k si ricava dalla formula [10] che se, con la tensione anodica, la percentuale di armoniche aumenta, la frequenza deve invece diminuire e viceversa. Per tensioni anodiche sufficientemente alte, aumentando la tensione anodica, in generale aumenta la percentuale di armoniche, perchè aumenta l'ampiezza delle oscillazioni. Diminuendo la tensione anodica progressivamente, si deve sempre arrivare a lavorare in una zona delle caratteristiche del tubo, meno favorevole sotto altri punti di vista, a curvatura molto accentuata. In questa zona diminuendo ulteriormente la tensione anodica, aumenta la percentuale delle armoniche rispetto alla fondamentale. Le due zone, per

le quali $\frac{\partial}{\partial V_a}\left(\frac{\Delta f}{f_s}\right)$ ha segni contrari, sono raccordate da un tratto in cui $\frac{\partial}{\partial V_a}\left(\frac{\Delta f}{f_s}\right) = 0$.

È così possibile ottenere l'indipendenza della frequenza dalle variazioni di tensione anodica con la semplice ricerca sperimentale del miglior valore di questa e senza risolvere in modo generale la [10], ciò che porterebbe a valori alquanto critici in tutte le costanti del circuito.

7. - Utilizzazione del tipo di piezooscillatore proposto, per la determinazione del coefficiente di risonanza di piastrine di quarzo.

Dalle trattazioni che precedono si ricava, che vi è possibilità di oscillazione in un intorno della frequenza di risonanza della piastrina di quarzo. Se allora si fa variare la frequenza di oscillazione e per ogni frequenza si misurano la tensione ai capi del quarzo e la corrente che circola in esso (fig. 5), si può dal loro rapporto ricavare l'andamento della impedenza in funzione della frequenza e da questo risalire al coefficiente di risonanza ε_s e alla resistenza in serie R_s del quarzo.

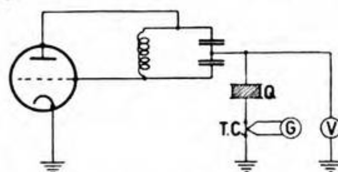


Fig. 5. — Dispositivo per rilevare la curva di impedenza in funzione della frequenza e il coefficiente di risonanza di una piastrina di quarzo.

Questo metodo, proposto dal Boella (8) per un oscillatore di tipo analogo, può essere applicato in questo caso con grande facilità, perchè uno degli estremi del quarzo è a terra: esso è di uso molto più comodo degli abituali metodi che richiedono un oscillatore esterno con frequenza molto finemente regolabile e con stabilità di frequenza molto elevata.

Gli errori che si commettono nella determinazione di ε_s sono tanto maggiori, quanto più grande è la quantità di armoniche contenute nella corrente anodica: anche sotto questo punto di vista lo schema a controreazione proposto si presenta favorevolmente.

8. - Risultati sperimentali.

Il funzionamento dei due tipi di piezooscillatori proposti è stato studiato sperimentalmente su diversi esemplari.

Si riporta uno degli schemi usati (fig. 6): esso utilizza il circuito derivato dall'oscillatore Colpitts.

(8) M. BOELLA: loc. cit. nota (3).

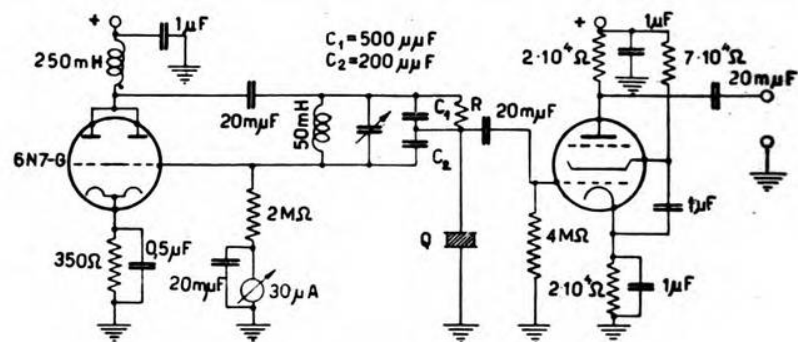


Fig. 6. — Schema di circuito per le prove sperimentali.

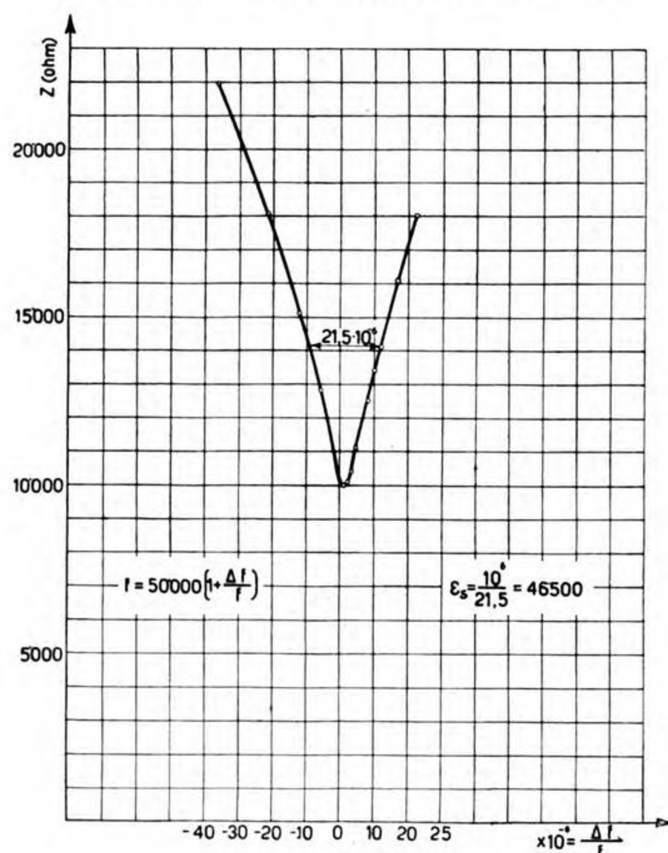


Fig. 7. — Curva di risonanza della piastrina di quarzo usata nelle prove.

Per ottenere forte pendenza S si sono usati i due triodi di una 6N7-G in parallelo, ma si è verificato che un normale triodo a pendenza non troppo piccola dà già risultati soddisfacenti. La piastrina di quarzo vibra longitudinalmente sulla frequenza di 50 000 Hz, ed è sostenuta nel nodo delle vibrazioni.

Si riporta innanzi tutto (fig. 7) la curva della impedenza del quarzo determinata con il metodo indicato nel § 7. Il voltmetro derivato ai capi del quarzo è un voltmetro di cresta a diodo, con piccola capacità di entrata: la termocoppia inserita tra il quarzo e la terra ha una resistenza di 30 ohm e modifica quindi in modo trascurabile la acutezza della risonanza.

Dalla curva di impedenza riportata si ricava il coefficiente di risonanza $\varepsilon_s = 46\,500$ della piastrina; esso deve ritenersi abbastanza buono per una piastrina vibrante in aria, ma facilmente superabile con piastrine vibranti nel vuoto.

La tensione per la eccitazione dello stadio amplificatore separatore è ricavata direttamente ai capi del quarzo, in modo tale che, con l'aiuto di un voltmetro posto sull'uscita dell'amplificatore, si possa facilmente regolare l'oscillatore sulla frequenza per cui è massima l'ammettenza del quarzo.

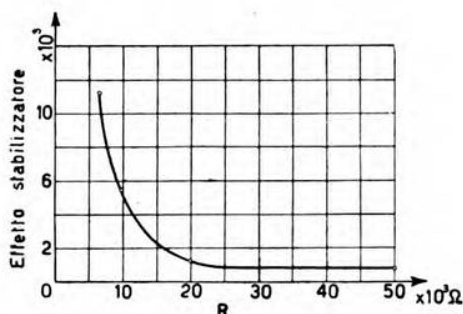


Fig. 8. — Effetto stabilizzatore della inserzione della piastrina di quarzo.

Per variare la resistenza dinamica del circuito oscillatorio a elementi in parallelo, si è inserita una resistenza R ai capi del condensatore C_1: in tal modo la R non influenza le relazioni di fase tra la tensione di griglia e quella di placca. Diminuendo il valore di R, l'effetto stabilizzatore del quarzo (vedi § 3) prende i valori riportati nel diagramma della figura 8. I valori riportati in diagramma sono misurati in corrispondenza della frequenza, per cui è minima la tensione ai capi del quarzo; il massimo di circa 11 000 è già un risultato abbastanza buono, ma, con circuiti utilizzanti altre piastrine di quarzo, dotate di coefficienti di risonanza migliori, si è giunti a valori di circa 50 000 e si ritiene che anche questi possano essere ulteriormente migliorati.

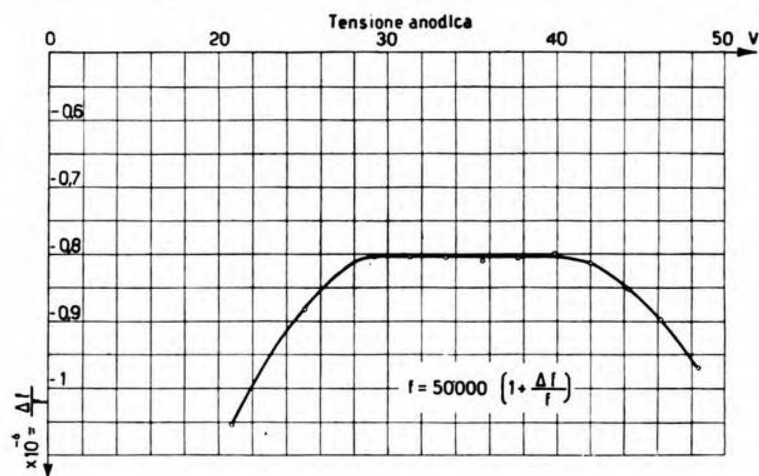


Fig. 9. — Variazione della frequenza in funzione della tensione anodica.

Nella figura 9 sono riportate le variazioni di frequenza dovute a variazioni di tensione anodica. In completo accordo con quanto è stato esposto nel § 6 si ha una zona nella quale la frequenza rimane costante: al centro

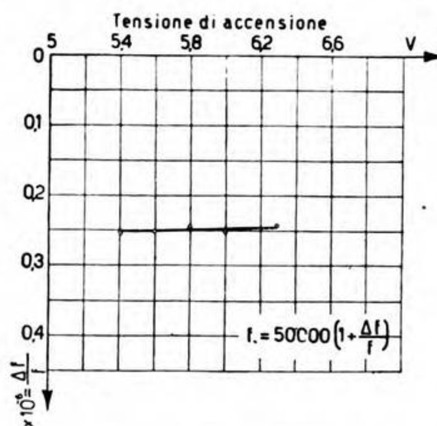


Fig. 10. — Variazione della frequenza in funzione della tensione di accensione dei filamenti.

di essa ($V_a = 35$ V) si possono avere variazioni di tensione anodica di $\pm 5/35 = \pm 14,2\ \%$ senza avere variazioni di frequenza apprezzabili rispetto a $\frac{1}{10^8}$.

Nella figura 10 sono infine riportate le variazioni di frequenza dovute a variazioni nella tensione di accensione dei filamenti.

Nelle curve delle figure 7, 9, 10, si hanno valori diversi della frequenza: ciò è dovuto al fatto che le curve stesse sono state ricavate in fasi diverse del progressivo aggiustamento della temperatura del quarzo.

Torino, maggio 1938-XVI.

Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris.

IL CENTRO RADIOFONICO AD ONDE MEDIE DI ROMA

ALESSANDRO BANFI

Nell'intento di dotare il territorio italiano di un poderoso centro di emissioni radiofoniche, è stato attuato dall'E.I.A.R. il nuovo impianto di Roma (Santa Palomba): che è costituito dal complesso di due trasmettitori aventi onde distinte e funzionanti separatamente, ma con possibilità di intercollegamenti rapidi, in modo da distribuire fra essi, con notevole latitudine di rapporto, la potenza totale disponibile a radiofrequenza. Vengono descritti minutamente entrambi i trasmettitori, il complesso dei quali può raggiungere la potenza massima di 500 kW-antenna. In modo particolare sono trattati gli argomenti della modulazione, degli amplificatori finali, dell'alimentazione anodica e dell'antenna costituita da una torre autoirradiante in mezz'onda.

Generalità.

Nell'anno 1929 l'E.I.A.R. impiantava nella località di Santa Palomba, nei pressi di Roma, un trasmettitore radiofonico da 50 kW-antenna (il più potente d'Europa a quell'epoca), di costruzione americana R.C.A.

A sei anni di distanza, per aderire alle nuove esigenze imposte dall'evoluzione della tecnica radioelettrica e dal clima radiofonico europeo, l'impianto di Santa Palomba è stato notevolmente ampliato. Esso costituisce un centro radiofonico, che può ritenersi il più grande complesso radiotrasmittente ad onda media oggi esistente in Europa, e si trova in condizioni di far giungere con sicurezza la propria voce in ogni più remota località del nostro Paese.

Misure dell'intensità del campo elettromagnetico, effettuate in numerose località del territorio nazionale, hanno pienamente confermato le previsioni teoriche. In particolare l'aumento dell'intensità del campo per le trasmissioni sull'onda di 420 m è risultato superiore circa del 30 % rispetto al valore, che si era previsto tenendo unicamente conto dell'aumento di potenza del trasmettitore in confronto con quella dell'impianto preesistente da 50 kW-antenna.

Tale eccedenza è dovuta al fatto che, mentre col nuovo trasmettitore funzionante su 420 m viene usata un'antenna in cui il rapporto h/λ è circa 0,59 (torre autoirradiante), col precedente trasmettitore da

50 kW-antenna (anch'esso funzionante su 420 m) veniva usata un'antenna a T di vecchio tipo con rapporto h/λ pari a circa 0,4.



Fig. 1. — Linee di egual intensità di campo elettromagnetico prodotto dal nuovo trasmettitore di Roma sull'onda di 420 m. I valori segnati sono in millivolt per metro quando la potenza fornita all'antenna è di 540 kW.

Nella cartina geografica della figura 1 sono riportate linee di uguale intensità di campo elettromagnetico extrapolate da una serie di misure eseguite in molte località d'Italia.

Il centro radiofonico ad onde medie di Santa Palomba è costituito dal complesso di due trasmettitori aventi lunghezze d'onda distinte

(245 m e 420 m) e funzionanti separatamente, ma con possibilità d'intercollegamenti rapidi in modo da distribuire fra essi, con notevole latitudine di rapporto, la potenza totale disponibile a radiofrequenza.

L'impianto, pur essendo di concezione e costruzione prevalentemente nuove, utilizza per uno dei due trasmettitori (quello funzionante sull'onda di 245 m) una parte del materiale appartenente all'antica stazione da 50 kW-antenna.



Fig. 2. — Edificio principale, che ospita i due trasmettitori.

Un ampio edificio a due piani (fig. 2) ospita entrambi i trasmettitori unitamente al loro macchinario ausiliario, e precisamente:

Al primo piano:

a) In due spaziosi saloni intercomunicanti sono sistemati i vari pannelli contenenti le apparecchiature a radiofrequenza e di modulazione, nonchè il banco di controllo generale.

b) In un locale attiguo ai precedenti sono sistemati i vari filtri livellatori della tensione anodica a 20 kV.

c) Parecchie altre sale ospitano i vari servizi dell'impianto: amplificatori e controlli sulla bassa frequenza all'arrivo delle coppie musicali del cavo telefonico di collegamento col palazzo E.I.A.R. di Roma, uffici tecnici, magazzini per tubi elettronici di riserva, e via dicendo.

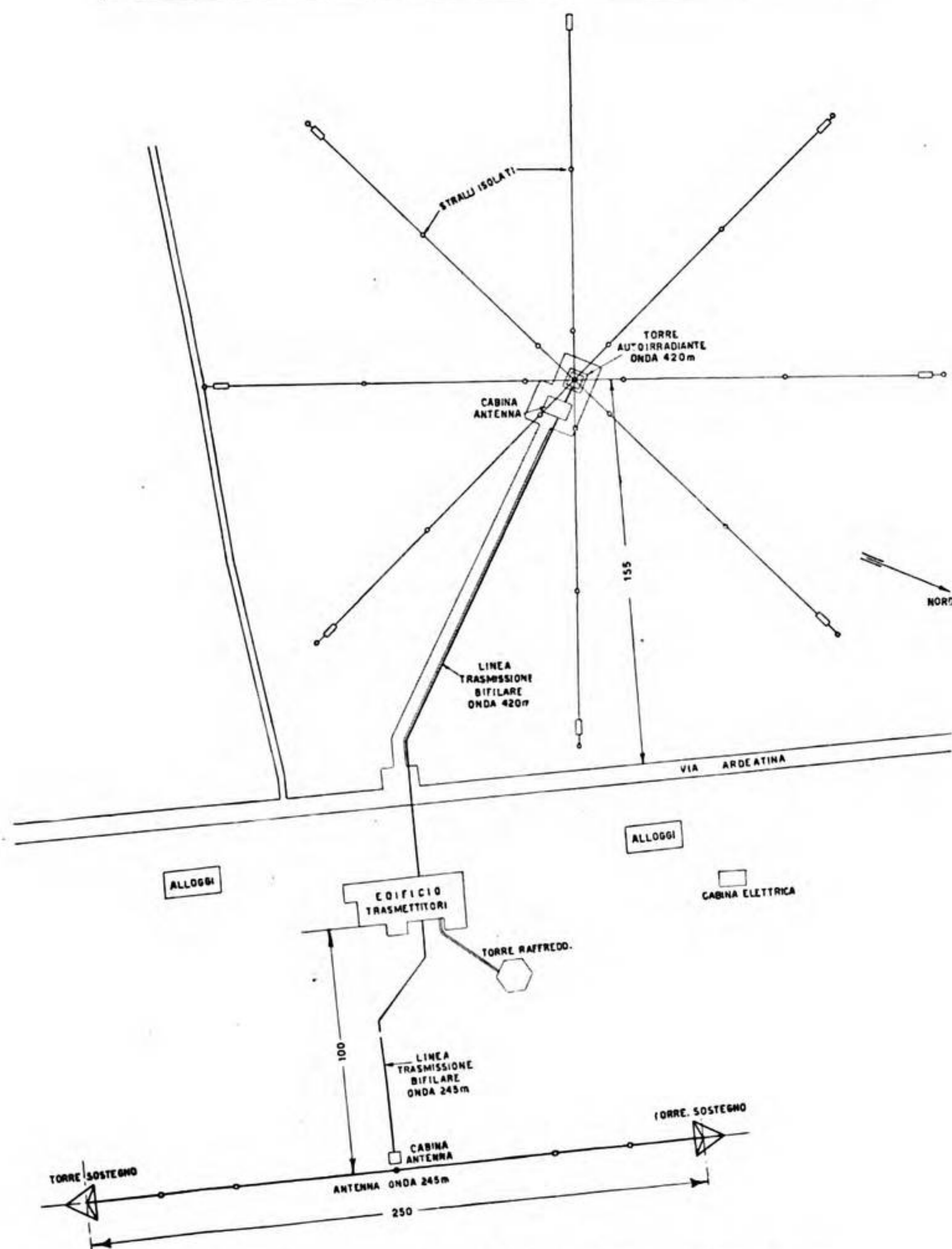


Fig. 3. — Pianta topografica generale del centro radiofonico ad onde medie dell'E.I.A.R. a S. Palomba (Roma).

Al piano terreno:

a) In due saloni intercomunicanti, sottostanti a quelli già citati al primo piano, sono sistemati tre gruppi mutatori a vapori di mercurio da 1000 kW ciascuno per tensione anodica di 20 kV, completi dei loro quadri di manovra.

b) Negli stessi saloni sono installati numerosi gruppi convertitori rotanti per l'accensione dei filamenti dei tubi elettronici degli stadi amplificatori finali e degli stadi modulatori, nonchè per le varie tensioni di polarizzazione di griglia.

c) In un altro locale è poi sistemato tutto il macchinario di raffreddamento, composto di varie pompe per la circolazione d'acqua e di quattro raffreddatori multitubolari a doppia circolazione d'acqua.

Oltre all'edificio principale ospitante i due trasmettitori, sono stati costruiti nelle adiacenze due edifici per l'alloggio del personale di servizio (fig. 3). Inoltre sotto ciascuna antenna (per le onde di 420 m e di 245 m) è stata costruita una cabina in muratura contenente gli organi d'accoppiamento della linea di trasmissione aerea bifilare con l'antenna, nonchè gli organi di sintonizzazione di quest'ultima.

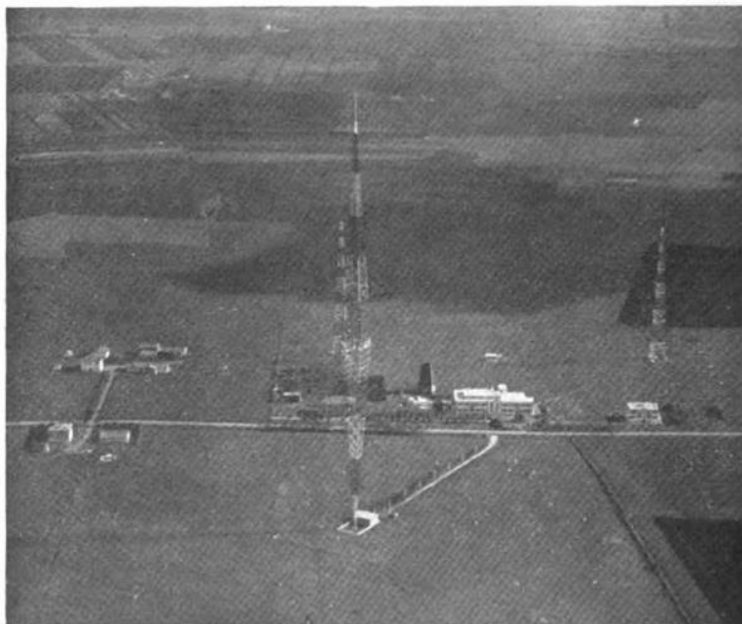


Fig. 4. — Veduta aerea del centro radiofonico di Roma - S. Palomba.

Al confine dell'appezzamento di terreno di circa 10 ettari di superficie occupato dall'impianto dell'E.I.A.R. (fig. 4), sorge una cabina di trasfor-

mazione dell'energia elettrica parzialmente montata all'aperto. Questa cabina provvede a fornire l'energia elettrica occorrente (circa 2800 kW quando entrambi i trasmettitori funzionano a piena potenza) alle tensioni di 26 kV e 2,3 kV.

Due linee trifasi adducono l'energia elettrica a 26 kV, 45 Hz. Una di esse, lunga circa 30 km, è di proprietà dell'E.I.A.R., si collega alla centrale di Roma - S. Paolo della Società Tiberina ed alimenta a circa metà strada anche il centro radiofonico imperiale ad onde corte dell'E.I.A.R. L'altra, lunga circa 10 km, parte dal nuovo centro di smistamento di Ariccia (Colli Albani) pure della Tiberina e serve come riserva.

Trasmettitori.

Il trasmettitore interamente nuovo, funzionante sull'onda di 420 m (costruzione Marconi), è costituito come segue.

Nel grande salone al primo piano, già citato, sono installate le varie apparecchiature a radiofrequenza, racchiuse entro un complesso di pannelli metallici affiancati per una lunghezza di 20 m, e sovrapposti su tre ripiani, il primo dei quali normalmente accessibile per il servizio del trasmettitore stesso (fig. 5).



Fig. 5. — Complesso dei pannelli a radiofrequenza del trasmettitore su 420 m (costruzione Marconi).

Lo schema di principio del trasmettitore è il seguente.

Un oscillatore pilota a cristallo di quarzo, seguito da due stadi separatori-amplificatori (questo primo complesso è montato su un pannello separato situato in un locale attiguo) eccita, pel tramite di una breve

linea concentrica, il primo stadio a radiofrequenza del complesso illustrato in figura 5.

Questo stadio amplificatore, comprendente un tubo amplificatore a griglia schermo di media potenza (BES 2), eccita un secondo stadio (fig. 6) comprendente un triodo raffreddato ad acqua (CAT 16) il quale a sua volta eccita il terzo stadio (amplificatore modulato) comprendente due triodi di maggiore potenza (CAT 10) raffreddati ad acqua e montati in circuito controfase neutralizzato. Questo stadio, che eroga a radiofrequenza circa 50 kW, può eccitare contemporaneamente o singolarmente, a volontà, tre ulteriori distinti stadi amplificatori di radiofrequenza modulata (amplificatori finali) le cui uscite possono essere, pure a volontà, collegate in parallelo in modo da inviare nell'antenna una potenza pari alla somma delle potenze erogate dai singoli amplificatori.

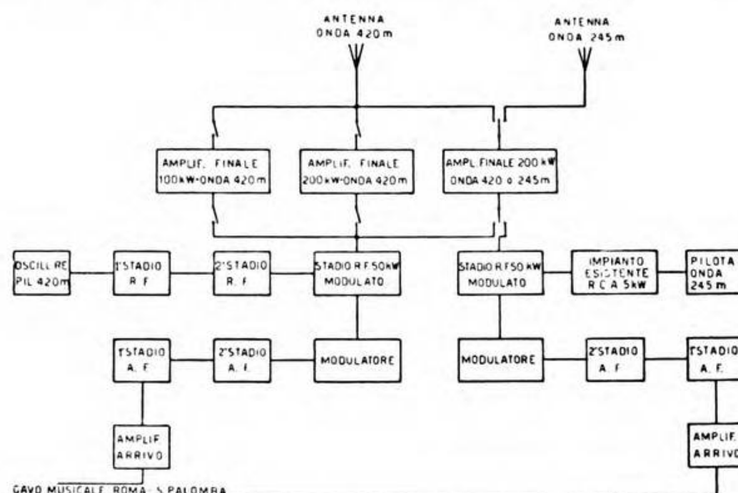


Fig. 6. — Schema generale di principio del complesso dei due trasmettitori.

I tre amplificatori finali sono costituiti:

1°) con due triodi di grande potenza (CAT 14) raffreddati ad acqua e montati in circuito controfase neutralizzato: potenza massima erogata 100 kW per l'onda supporto;

2°) con quattro triodi di grande potenza (CAT 14) montati in due coppie in circuito controfase neutralizzato: potenza massima erogata 200 kW per l'onda supporto;

3°) – analogamente al precedente – con quattro tubi CAT 14 montati a due a due in circuito controfase neutralizzato: potenza massima erogata 200 kW per l'onda supporto.

Quest'ultimo amplificatore finale da 200 kW presenta la possibilità, contrariamente al primo, da 100 kW ed al secondo, da 200 kW, di poter

essere rapidamente sintonizzato sia sull'onda di 420 m (che è quella degli altri due) sia sull'onda di 245 m. L'energia necessaria per l'eccitazione su quest' ultima onda, proviene dal secondo complesso trasmittente situato in un salone attiguo.

Il terzo amplificatore, da 200 kW, ha pertanto la duplice funzione di amplificatore finale sia pel trasmettitore funzionante su 420 m sia per quello su 245 m, e per tale bisogna è provvisto di adatti commutatori comandati a distanza.

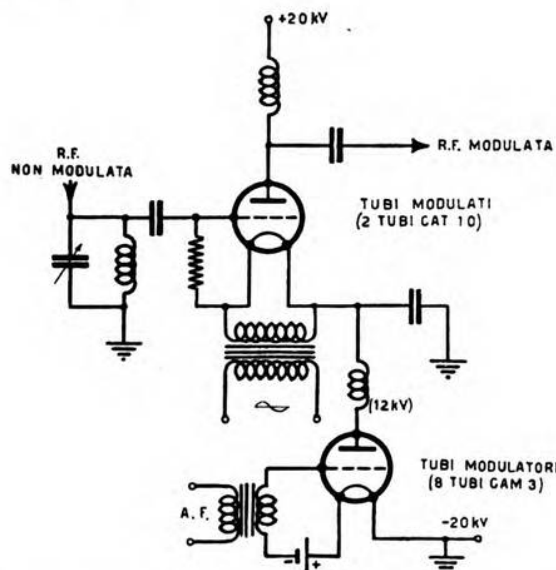


Fig. 7. — Schema di principio del sistema di modulazione « in serie ».

Quando esso funziona come amplificatore finale per il trasmettitore da 245 m, la sua uscita viene collegata ad una linea di trasmissione adducente l'energia da irradiare ad una antenna di tipo classico ad alto T sorretta da due torri alte 100 metri. In tal caso per l'altro trasmettitore funzionante su 420 m rimangono disponibili soltanto il primo e il secondo amplificatore finale utilizzabili singolarmente od in parallelo.

Quando, in caso eccezionale, anche il terzo amplificatore viene utilizzato per trasmettere su 420 m lavorando singolarmente oppure in parallelo con gli altri due (in tal caso la potenza massima erogabile a radiofrequenza è di 500 kW), l'altro trasmettitore sull'onda di 245 m può funzionare indipendentemente e contemporaneamente, erogando sull'antenna a T già citata una potenza di 50 kW.

In regime di funzionamento normale, però, i due trasmettitori utilizzano ciascuno un amplificatore finale da 200 kW.

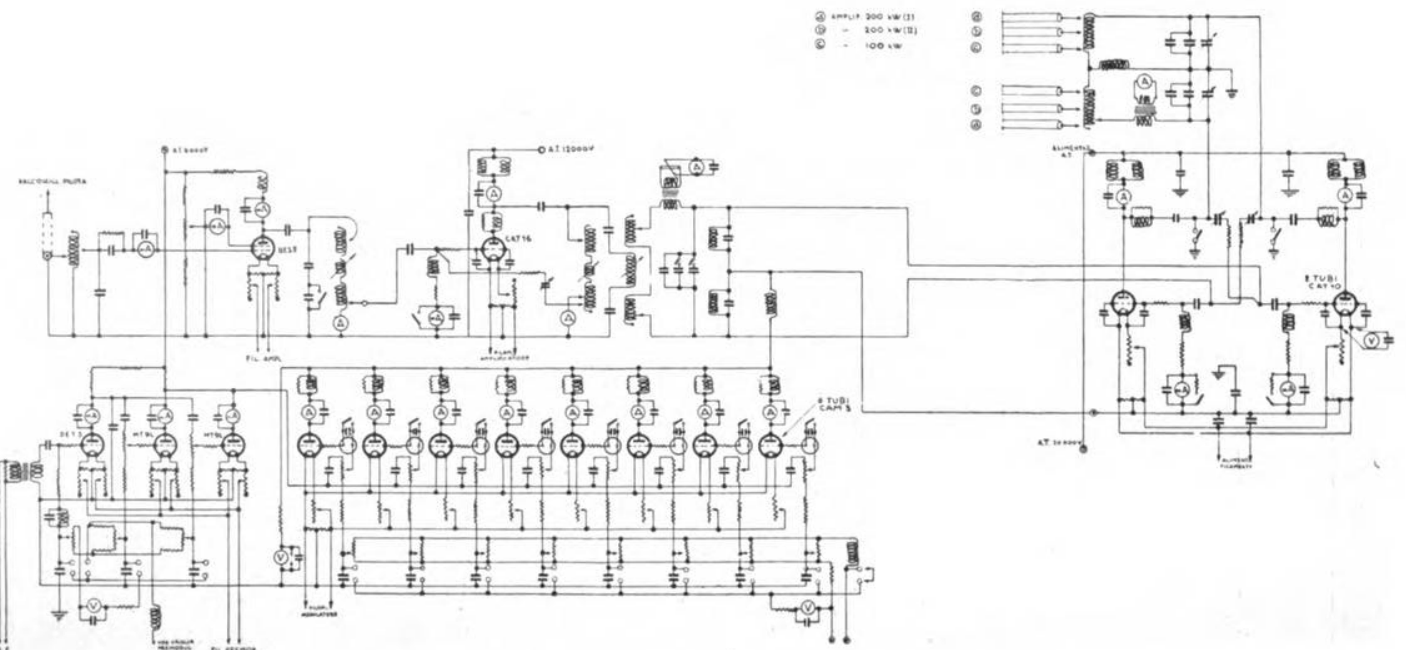


Fig. 8. — Schema elettrico del trasmettitore sino allo stadio modulato-modulatore.

L'energia a radiofrequenza erogata dal trasmettitore su 420 m viene inviata per il tramite di una speciale linea aerea bifilare ad un'antenna costituita da una torre metallica autoirradiante.

La modulazione viene effettuata sull'anodo dello stadio prefinale da 50 kW mediante il sistema «in serie». Secondo tale sistema il circuito anodico elettronico dei tubi dell'amplificatore a radiofrequenza da modulare (amplificatore modulato) viene disposto in serie col circuito anodico elettronico dei tubi modulatori.

Lo schema di principio della figura 7 chiarisce il concetto. Come si vede, la tensione anodica totale, uguale alla somma delle tensioni anodiche del modulato e del modulatore, viene applicata all'anodo del tubo modulato il cui catodo (filamento) anzichè essere a terra, come solitamente si verifica, viene direttamente collegato all'anodo del tubo modulatore, il cui catodo è a terra. La caduta di tensione anodica lungo i due tubi « in serie » è regolata nelle proporzioni seguenti: 9000 V per il modulato e 11 000 V per il modulatore (su un valore totale di 20 kV). Si noti che il catodo del tubo modulato, mentre è isolato per una tensione circa doppia di quella statica esistente sull'anodo del modulatore, è però messo a terra agli effetti delle correnti a radiofrequenza per il tramite di una capacità di valore ed isolamento opportuni.

Nel caso presente il modulatore è costituito da un gruppo di otto tubi (CAM 3) raffreddati ad acqua, connessi in parallelo (fig. 8).

Per l'eccitazione ad audiofrequenza del gruppo di tubi modulatori è previsto uno stadio premodulatore costituito da una coppia di triodi raffreddati ad aria (MT 9 L) in parallelo, eccitati a loro volta da un triodo di minor potenza (DET 3), anch'esso preceduto da un triodo più piccolo (DET 5), al quale le correnti foniche modulanti pervengono da un pannello amplificatore (posto in un locale attiguo): a quest'ultimo fa capo il cavo telefonico musicale collegante S. Palomba con la sede dell'E.I.A.R. a Roma.

L'amplificatore modulato eccita, come già detto, i tre amplificatori finali, due da 200 kW ed uno da 100 kW, pel tramite di tre distinte linee di trasmissione coassiali simmetriche (fig. 9).

L'inserzione contemporanea o separata dei tre amplificatori finali viene effettuata mediante speciali contattori, comandati elettricamente dal banco di controllo generale.

Nell'intento di non provocare variazioni sensibili al carico dell'amplificatore modulato con l'inserzione o disinserzione degli amplificatori finali, le linee coassiali per eccitazione di questi ultimi sono permanentemente chiuse su resistenze di valore opportuno (75 Ω) raffreddate mediante circolazione d'acqua.

Il circuito di eccitazione delle griglie dei tubi dell'amplificatore finale da 100 kW e di uno dei due da 200 kW funzionanti unicamente sull'onda di 420 m risulta dallo schema della figura 10. In esso, R sono le resistenze smorzatrici raffreddate ad acqua sopra citate e T sono i contattori comandati a distanza per collegare o staccare le griglie dell'amplificatore.

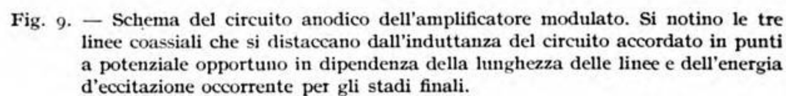


Fig. 9. — Schema del circuito anodico dell'amplificatore modulato. Si notino le tre linee coassiali che si distaccano dall'induttanza del circuito accordato in punti a potenziale opportuno in dipendenza della lunghezza delle linee e dell'energia d'eccitazione occorrente per gli stadi finali.

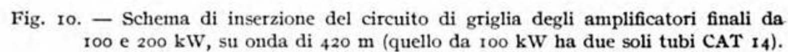


Fig. 10. — Schema di inserzione del circuito di griglia degli amplificatori finali da 100 e 200 kW, su onda di 420 m (quello da 100 kW ha due soli tubi CAT 14).

Il terzo amplificatore finale (da 200 kW), che deve poter funzionare su due lunghezze d'onda diverse e pertanto con eccitazioni provenienti da due distinti amplificatori modulati, presenta un circuito d'eccitazione piuttosto complesso che risulta dallo schema di figura 11. In esso, R_1 sono le resistenze di smorzamento (analoghe a quelle già citate) che si inseriscono quando l'eccitazione proviene dall'amplificatore modulato funzionante sull'onda di 420 m, ed R_2 sono le corrispondenti resistenze di smorzamento quando l'eccitazione proviene dall'amplificatore modulato funzionante sull'onda di 245 m.

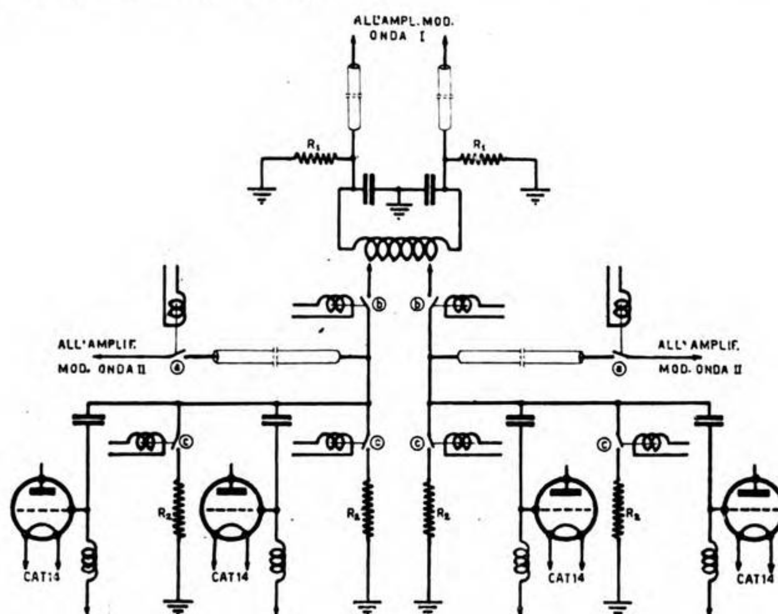


Fig. 11. — Schema di inserzione del circuito di griglia dell'amplificatore finale da 200 kW per le onde di 420 e 245 m.

È facile comprendere come con una manovra dei vari contattori *a*, *b* e *c*, comandati a distanza, sia possibile attuare le inserzioni desiderate e cioè:

— *b* chiusi, *a* e *c* aperti: funzionamento sull'onda di 420 m.
— *b* aperti, *a* e *c* chiusi: funzionamento sull'onda di 245 m.

I circuiti oscillatori anodici degli amplificatori finali sono del tipo rappresentato nella figura 12. Si rilevi come gli anodi dei tubi elettronici in circuito controfase neutralizzato non sono collegati ai due punti di massima tensione a radiofrequenza verso terra, ma bensì a punti *B* intermedi di un divisore capacitivo opportunamente regolato. Ciò viene fatto per dare la più opportuna impedenza di lavoro ai tubi amplificatori.

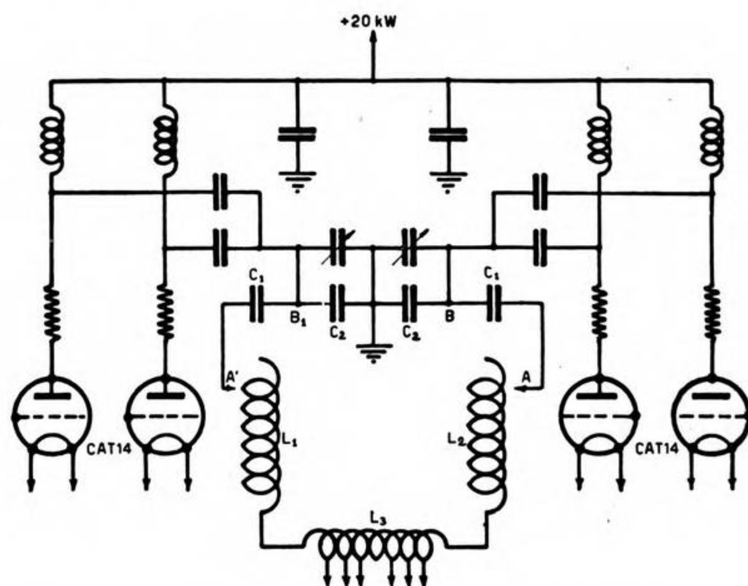


Fig. 12. — Schema del circuito anodico degli amplificatori finali da 100 e 200 kW.

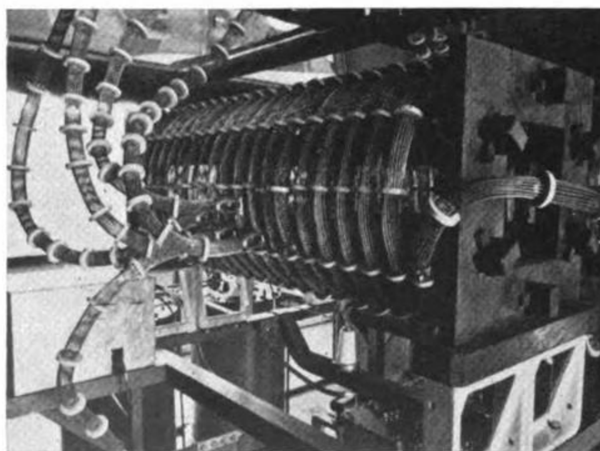


Fig. 13. — Particolare delle induttanze dei circuiti oscillatori **degli stadi finali** da 100 e 200 kW.

Date le forti correnti a radiofrequenza circolanti nel circuito anodico accordato degli amplificatori finali, il conduttore costituente le spire dell'induttanza è formato da un certo numero di fili di rame di circa 1 mm di diametro, distanziati tra loro mediante speciali isolatori di ceramica ad intervalli di circa 20 cm e costituenti una gabbia tubolare del diametro di 30 cm. I diversi fili componenti il conduttore della induttanza sono paralleli tra loro ma hanno un andamento ad elica, in modo da compiere un intero giro intorno al conduttore per ogni spira della induttanza. La figura 13 illustra la costituzione del conduttore ora citato.

Il parallelo a radiofrequenza dei tre amplificatori finali viene effettuato mediante collegamento diretto (da opportune prese sulle induttanze) dei circuiti anodici accordati, a due sbarre collettrici dalle quali si deriva la linea di trasmissione verso l'antenna (fig. 14).

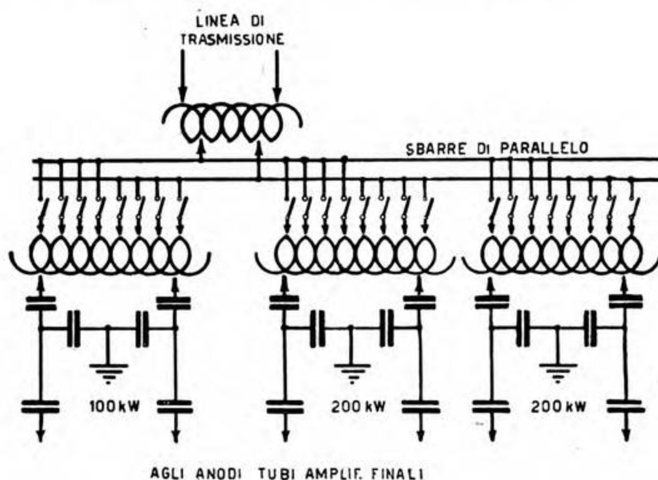


Fig. 14. — Schema del circuito d'accoppiamento degli amplificatori finali.

Le combinazioni possibili sono:

a) un solo amplificatore da 100 kW,
b) un solo amplificatore da 200 kW,
c) un amplificatore da 100 kW ed uno da 200 kW in parallelo,
d) due amplificatori da 200 kW in parallelo,
e) un amplificatore da 100 kW e due amplificatori da 200 kW in parallelo.

Per ciascuna di tali combinazioni, sono state previste sulle induttanze dei circuiti oscillatori dei tre amplificatori finali alcune prese, per eguagliare le tensioni a radiofrequenza che si presentano in corrispondenza delle varie potenze risultanti; esse sono commutabili mediante speciali coltelli (fig. 15), azionati elettricamente dal banco di controllo.

È stato detto che i tre amplificatori finali utilizzano i tubi elettronici di grande potenza CAT 14 Marconi. Ecco i dati caratteristici di tali tubi:

accensione del filamento: 32,5 V, 460 A;
tensione anodica massima: 22 000 V;
dissipazione anodica massima: 150 kW;
emissione al 90 % della saturazione: 100 A;
coefficiente d'amplificazione: 45;
conduttanza mutua: 50 mA/V.

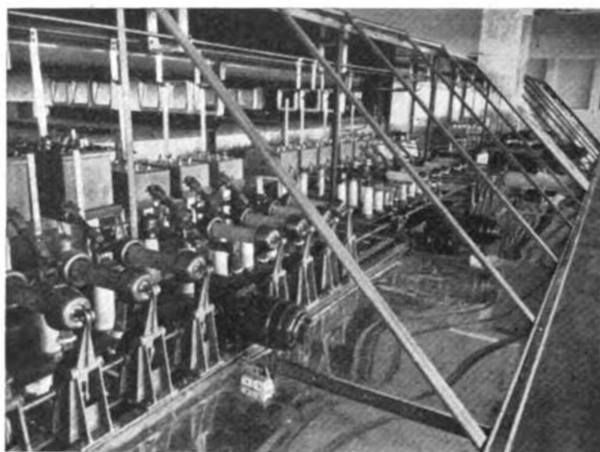


Fig. 15. — Coltelli inseritori a radiofrequenza, comandati a distanza.

La figura 16 mostra un tubo CAT 14, e la figura 17 ne dà una radiografia.

Detti tubi funzionano in classe B come amplificatori di radiofrequenza modulata con i seguenti valori caratteristici:

tensione anodica continua V_a: 20 500 V;
corrente anodica media per tubo I_a: 8 A;
tensione di polarizzazione griglia V_g: 440 V;

in corrispondenza dei quali, in regime di onda supporto non modulata, si ha:

ampiezza della tensione anodica a radiofrequenza V'_a: 8500 V;
valore istantaneo massimo della corrente anodica, I'_a ($I'_a = 3,14\, I_a$): 25 A;
ampiezza della tensione di eccitazione della griglia V'_g: 850 V.

La potenza a radiofrequenza è quindi data da:

$$P = \frac{V'_a \cdot I'_a}{\sqrt{2} \cdot \sqrt{2} \cdot 2} = \frac{8500 \cdot 25}{4} = 53 \text{ kW} .$$

La potenza di alimentazione dell'anodo è:

$$V_a \cdot I_a = 164 \text{ kW}.$$

Se ne deduce che il rendimento del tubo è circa del 32,5 %, a cui corrisponde una potenza dissipata di 111 kW, che deve essere smaltita nel circuito idraulico di raffreddamento.



Figura 16.

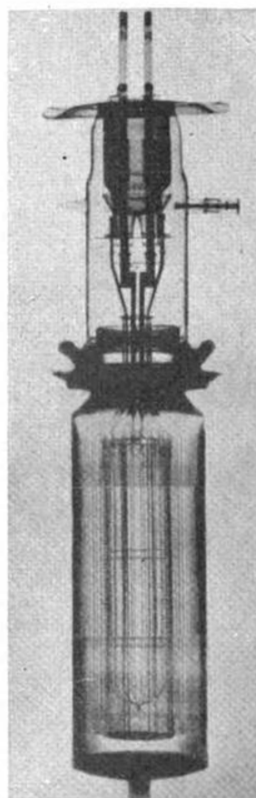


Figura 17.

Fig. 16. — Tubo elettronico CAT 14 Marconi.
Fig. 17. — Radiografia di tubo elettronico CAT 14 Marconi.

La retta di lavoro del tubo CAT 14 nel ciclo di modulazione al 100 % è riprodotta nella figura 18 e non necessita di commenti. Nei tre amplificatori finali sono adoperati in totale dieci tubi CAT 14.

Il complessivo grado di distorsione non lineare dell'emissione modulata del trasmettitore funzionante a piena potenza non supera il 3 % con profondità di modulazione del 100 %.

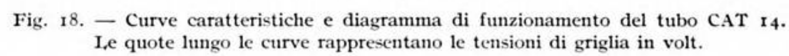


Fig. 18. — Curve caratteristiche e diagramma di funzionamento del tubo CAT 14. Le quote lungo le curve rappresentano le tensioni di griglia in volt.

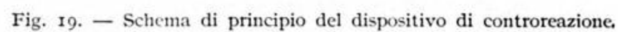


Fig. 19. — Schema di principio del dispositivo di controreazione.

Un valore così basso è stato ottenuto mediante un dispositivo di controreazione che provvede a correggere le distorsioni sia della catena degli stadi modulatori sia degli amplificatori finali a radiofrequenza modulata.

Lo schema di principio del dispositivo di controreazione è rappresentato dalla figura 19. Il complesso dei due diodi D_1 e D_2 provvede a raddrizzare la tensione a radiofrequenza modulata indotta nella bobina L mediante un accoppiamento molto lasco al circuito d'ingresso della linea di trasmissione. L'inviluppo ad audiofrequenza, dopo essere stato filtrato attraverso L_1 e C_1, è applicato agli estremi del sistema di resistenze R_1 e R_2, una opportuna porzione delle quali può essere inserita nel circuito di griglia del secondo stadio amplificatore ad audiofrequenza.

Un livello di controreazione di circa 6 decibel è sufficiente per ridurre la distorsione totale al valore sopra accennato.

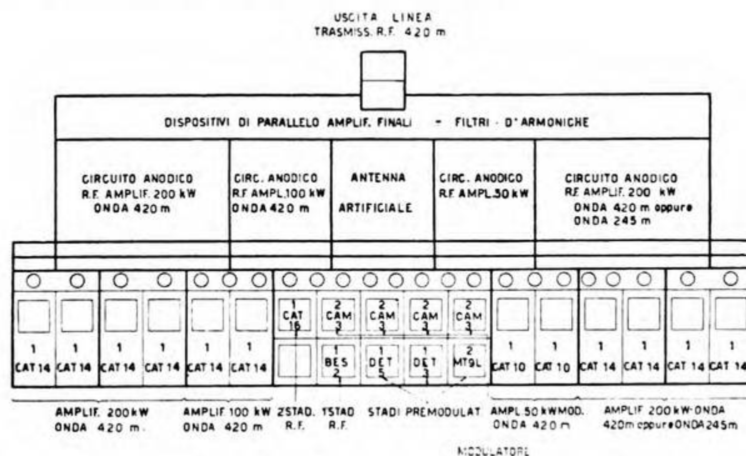


Fig. 20. — Disposizione schematica dei vari organi nel complesso dei pannelli di fig. 5.

Ritornando all'esame del complesso di pannelli illustrato nella figura 5, occorre notare che tutti i tubi elettronici sono situati nei pannelli anteriori a livello del pavimento (fig. 20).

Sopra questa serie di pannelli affiancati sono collocati i vari circuiti oscillatori, racchiusi entro celle singole, pure esse affiancate ed accessibili, mediante porte scorrevoli, da un ballatoio praticabile protetto da corrimano.

Una di tali celle contiene inoltre una resistenza di carico raffreddata ad acqua (antenna artificiale), capace di dissipare la piena potenza di 500 kW a radiofrequenza (fig. 21), durante eventuali prove di regolazione del trasmettitore.

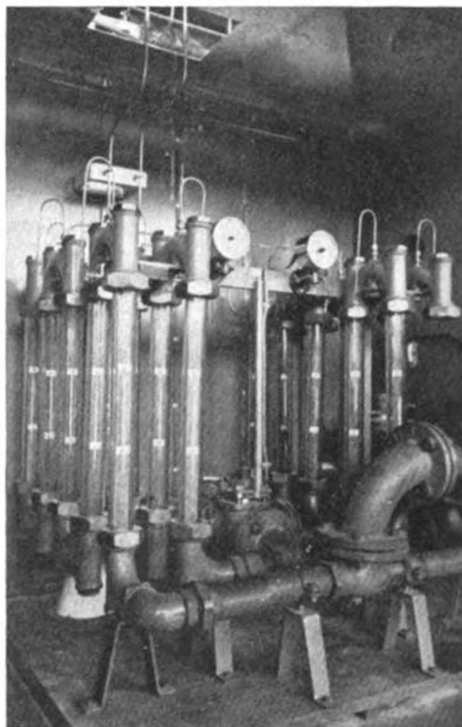


Fig. 21. — Antenna artificiale per la dissipazione di 500 kW a radiofrequenza.

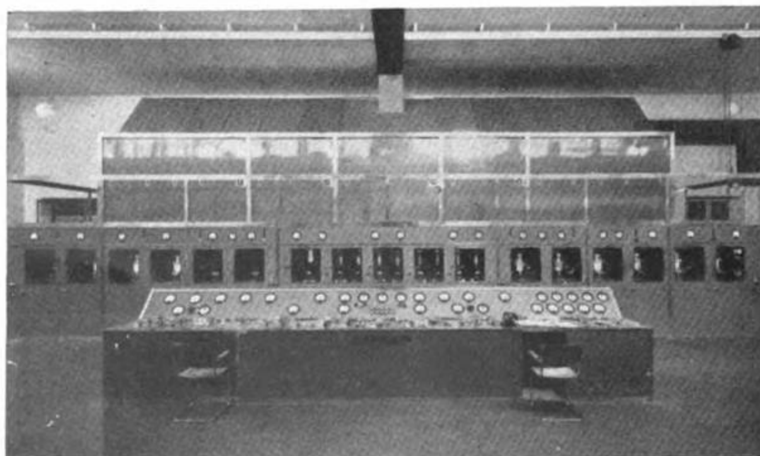


Fig. 22. — Vista frontale del banco di comando generale.

Infine sul fronte anteriore, al disopra delle celle dei circuiti oscillatori ora citati, è sistemata un'ultima grande incastellatura, completamente blindata con lastre di alluminio; la quale racchiude tutti i dispositivi di commutazione, comandati a distanza, dei tre amplificatori finali, ed i filtri reiettori di 2ª e 3ª armonica, inseriti all'ingresso della linea di trasmissione verso la torre autoirradiante, destinata alle emissioni su 420 metri.

Il controllo e la regolazione di entrambi i trasmettitori e dei relativi macchinari ausiliari sono effettuati da un grande banco situato di fronte al complesso dei pannelli a radiofrequenza sopra descritto (fig. 22).

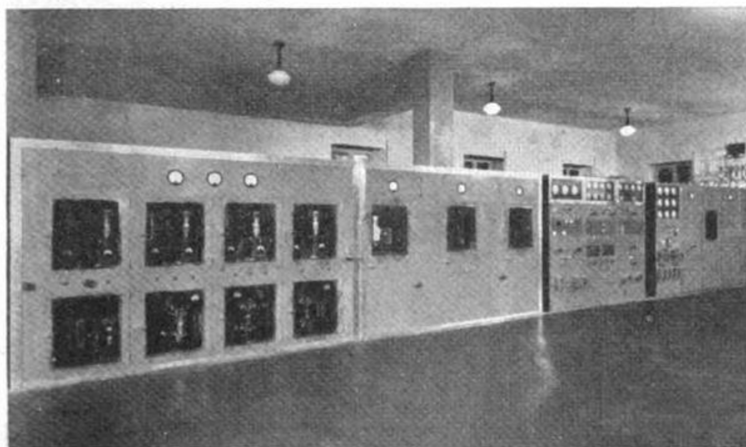


Fig. 23. — Complesso dei pannelli a radiofrequenza del trasmettitore su onda di 245 m (Marconi e R. C. A. modificato).

Il secondo trasmettitore (onda di 245 m) è costituito nel modo seguente.

L'oscillatore pilota ed i primi stadi amplificatori a radiofrequenza utilizzano gli esistenti pannelli eccitatori dell'antico trasmettitore R. C. A. L'amplificatore modulato (50 kW) ed il modulatore di nuova costruzione sono identici per concezione e per schema a quelli già descritti per il primo trasmettitore. L'amplificatore finale si identifica con l'amplificatore da 200 kW a doppia onda (420 e 245 m) già descritto poc'anzi.

La figura 23 dà una vista dei pannelli del secondo trasmettitore.

Macchinario ausiliario.

Al piano terreno sono installati tutti i macchinari ausiliari che comprendono:

a) Cinque gruppi convertitori rotanti costituiti da tre macchine allineate coassiali: un motore trifase centrale che trascina due dinamo a 35 V e 500 A ciascuna.

Ogni tubo di potenza (CAT 14) dei vari amplificatori finali richiede una di tali dinamo per l'accensione del proprio filamento.

b) Un gruppo convertitore speciale costituito da un motore trifase direttamente accoppiato ad una dinamo destinata all'accensione dei filamenti dei due tubi (CAT 10) dell'amplificatore modulato.

Poichè, come già è stato detto, il filamento di tali tubi trovasi al potenziale dell'anodo dei tubi modulatori, è necessario che la dinamo sia isolata verso terra per una tensione di lavoro di 10 kV. Ciò è ottenuto montandola su speciali isolatori di bachelite e collegandola all'albero del motore per mezzo di un giunto pure in bachelite, isolato per la tensione citata (fig. 24).

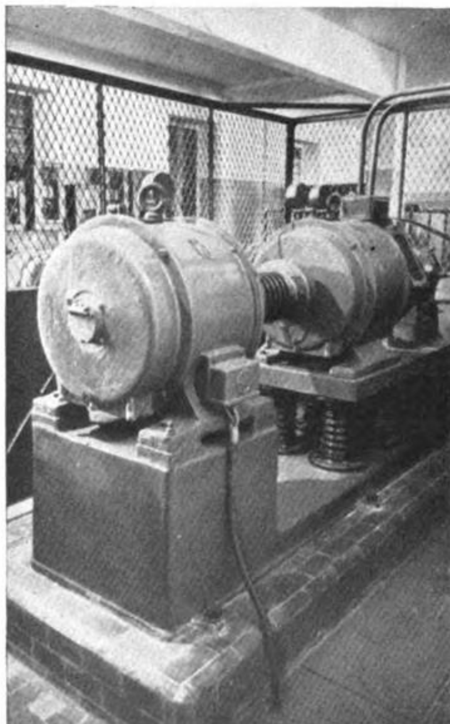


Fig. 24. — Gruppo convertitore con dinamo isolata.

c) Due gruppi convertitori per la produzione della corrente continua d'eccitazione delle dinamo citate sotto *a*) e *b*), e delle tensioni di polarizzazione dei vari tubi amplificatori ad audio e radiofrequenza.

d) Tre mutatori a vapori di mercurio (fig. 25, 26, 27), del tipo esafase, in cassa d'acciaio, ciascuno dei quali è capace di erogare una potenza

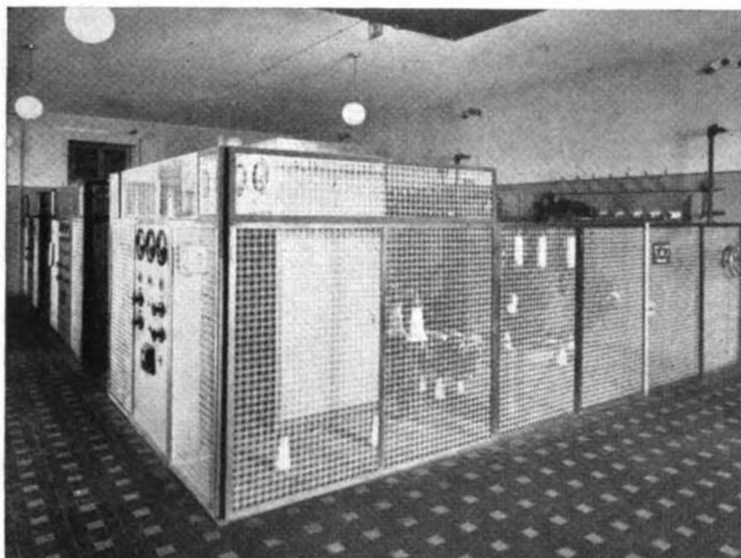


Fig. 25. — Quadri di comando dei tre mutatori Brown Boveri da 1000 kW ciascuno.

di 1000 kW alla tensione continua di 20 kV. Tali mutatori sono provvisti di griglie di comando per la regolazione automatica della tensione continua e per l'estinzione rapida di corti circuiti. Sono inoltre provvisti di dispositivo « invertitore » per il recupero dell'energia immagazzinata nelle batterie di condensatori-filtro in caso di corto circuito a valle dei con-

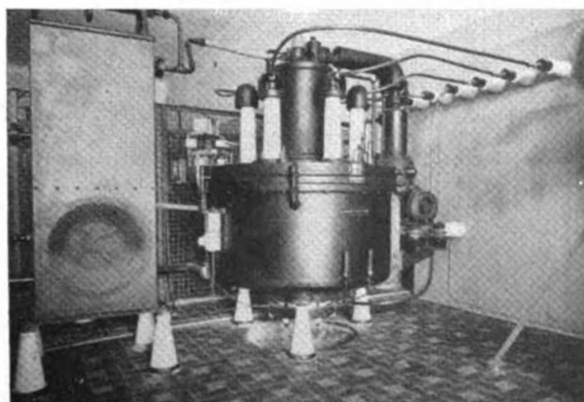


Fig. 26. — Mutatore Brown Boveri a vapori di mercurio, in cassa d'acciaio.
Potenza 1000 kW a 20 000 V di tensione continua.

densatori stessi. In assenza di questo dispositivo tale energia affluirebbe al punto in corto circuito aggravando i danni di quest'ultimo.

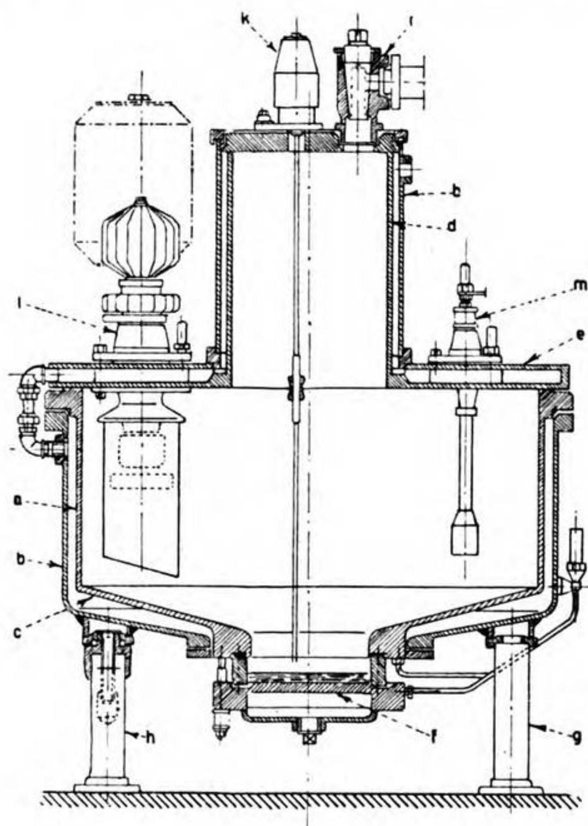


Fig. 27. — Sezione trasversale di un mutatore Brown Boveri per alta tensione. *a* - Cilindro di lavoro. *b* - Camicia di refrigerazione. *c* - Piastra di fondo. *d* - Duomo di condensazione. *e* - Piastra anodica. *f* - Catodo. *g* - Supporto fisso. *h* - Supporto regolabile. *i* - Rubinetto del vuoto. *k* - Dispositivo d'accensione. *l* - Anodo principale. *m* - Anodo d'eccitazione.

I tre mutatori sono costruiti dal Tecnomasio Italiano Brown Boveri. Il loro funzionamento è illustrato in linea di massima dallo schema della figura 28.

In condizioni di regime il trasformatore principale (tri-esafase) 1 è inserito e gli anodi sono sotto tensione. Le griglie di comando disposte davanti a questi ultimi sono però polarizzate negativamente rispetto al catodo, a mezzo del generatore di corrente continua 12; esse impediscono

quindi ogni passaggio di corrente raddrizzata fra anodi e catodo. Il passaggio periodico di una spazzola sui contatti di un distributore 11 fa arrivare alle griglie un impulso di tensione positivo e gli anodi si innescano, se contemporaneamente essi sono positivi rispetto al catodo. La corrente di griglia viene limitata da opportune resistenze.

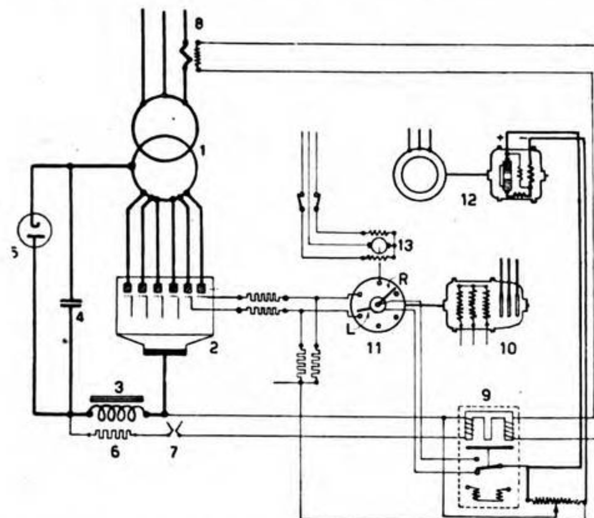


Fig. 28. — Schema di principio di un mutatore a vapori di mercurio Brown Boveri. 1 - Trasformatore principale. 2 - Mutatore in cassa di acciaio. 3 - Bobina d'impedenza del filtro. 4 - Condensatori del filtro. 5 - Tubi elettronici del trasmettitore. 6 - Resistenza limitatrice. 7 - Scaricatore a corna per l'azionamento del relè di griglia. 8 - Trasformatore d'intensità. 9 - Relè rapido di griglia. 10 - Motore sincrono. 11 - Distributore di tensione alle griglie. 12 - Gruppo generatore di corrente continua. 13 - Servomotore di comando del distributore.

A seconda della fase della tensione applicata agli anodi nel momento in cui l'impulso di tensione viene applicato alle rispettive griglie, varia la tensione continua media.

Lo spostamento nel tempo degli impulsi di tensione di griglia rispetto alla tensione degli anodi avviene mediante la rotazione del distributore 11, le spazzole rotanti del quale sono trascinate dal motore sincrono 10: tale spostamento consente una variazione della tensione dal valore massimo al 25 % di esso ed avviene all'inserzione od all'esclusione del mutatore.

Un altro modo per regolare la tensione è offerto dalla possibilità di ottenere la rotazione del campo magnetico dello statore del motore sincrono 10.

Mediante un ingegnoso dispositivo elettromagnetico, che agisce per comando di uno speciale relè ad azione rapida, il campo statorico viene ruotato in modo da ritardare elettricamente di 60° gli impulsi alle griglie

facendo così scendere la tensione al 50 % del valore di regime. Riaprendo i contatti del relè, la tensione aumenta nuovamente sino al pieno valore in 0,5 secondi circa. Questa regolazione avviene automaticamente ogni qual volta il mutatore viene bloccato dalle griglie (commutazione istantanea della spazzola di lavoro *L* con quella di ricupero *R*) per l'intervento del relè ad azione rapida 9 comandato sia a mezzo della corrente provocata da un arco attraverso lo scaricatore 7, sia da una sovracorrente sulla rete primaria attraverso il trasformatore d'intensità 8.

L'arco attraverso lo scaricatore 7 si verifica quando, per un corto circuito in un tubo elettronico 5 del trasmettitore, si stabilisce istantaneamente la piena tensione continua ai capi della bobina d'impedenza 3 del filtro livellatore; l'arco è limitato dalla resistenza 6.

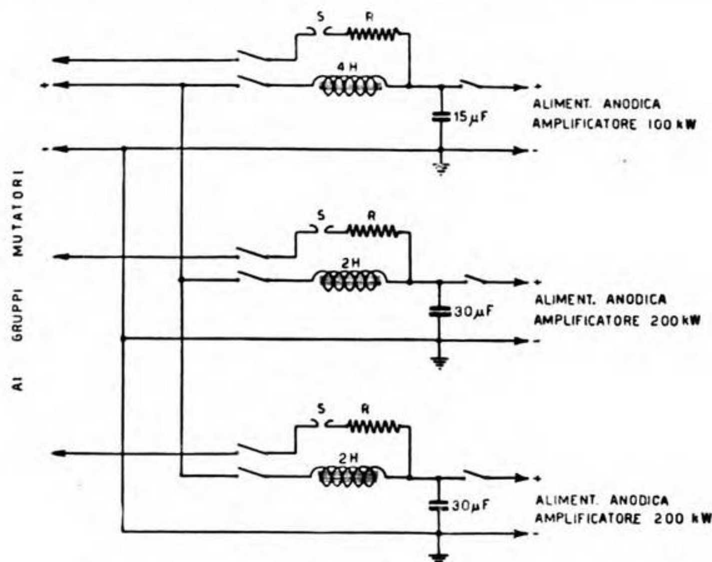


Fig. 29. — Schema di principio dei filtri livellatori della tensione anodica degli amplificatori finali. *S* ed *R* sono gli scaricatori e le relative resistenze limitatrici per l'azionamento del dispositivo di estinzione del mutatore in caso di corti circuiti nei tubi elettronici.

Risulta chiaramente dallo schema della figura 28 come l'azione del relè 9 provochi la commutazione degli impulsi positivi dalla spazzola di lavoro *L* a quella di recupero *R*; in tal caso il mutatore funziona come convertitore di corrente continua in corrente alternata e consente l'erogazione dell'energia accumulata nel filtro livellatore nella rete trifase d'alimentazione nel tempo di circa un periodo.

Il mutatore è provvisto di anodi ausiliari a bassa tensione che durante il regime di funzionamento sono permanentemente innescati per assicurare l'innesco periodico degli anodi principali sotto l'azione delle griglie.

Per quanto precede, il mutatore si comporta quindi come segue.

All'atto dell'inserzione o dell'esclusione del mutatore, la tensione continua viene variata dal valore all'incirca del 25 % al valore massimo di regime, o viceversa.

Dopo un'eventuale interruzione di tensione anodica, dovuta ad anomalie nei circuiti radioelettrici di utilizzazione oppure ad archi inversi nel mutatore, la tensione del mutatore viene automaticamente ridotta presso che al 50 % del valore di regime per ritornare nuovamente a quest'ultimo valore nel tempo di circa 0,5 secondi.

Questo avviene se il fenomeno presentatosi non ha prodotto l'apertura dell'interruttore primario del mutatore. Qualora si verificasse questo caso, il contattore che comanda gli impulsi di griglia viene spostato in modo che alla richiusura dell'interruttore la tensione continua sia ridotta, come già è stato detto, al 25 % del valore di regime.

Normalmente, gli archi inversi nel mutatore ed i corti circuiti nei tubi elettronici vengono interrotti dall'azione delle griglie di comando del mutatore, nel tempo di 0,5-1 periodi della tensione alternativa d'alimentazione, senza provocare l'apertura dell'interruttore primario.

In via normale due di tali mutatori marciano in parallelo, mentre uno rimane di riserva. La corrente raddrizzata a 20 kV prima di andare agli anodi dei tubi trasmittenti, passa per un sistema di filtri (fig. 29),

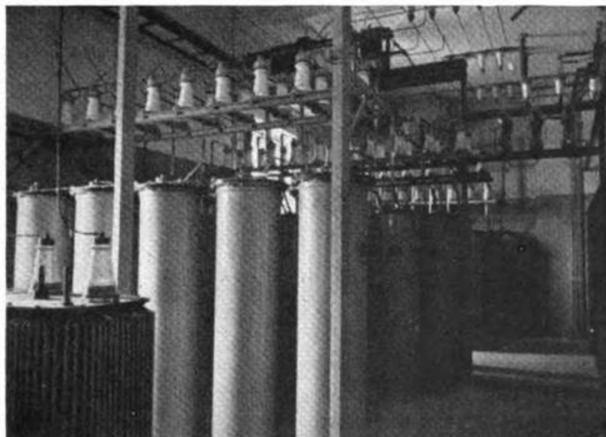


Fig. 30. — Complessi filtranti per il livellamento della corrente pulsante a 20 000 V fornita dai mutatori.

costituiti da induttanze a nucleo di ferro in cassa d'olio e batterie di condensatori a carta in olio con isolamento opportuno. È previsto un filtro separato per ciascun amplificatore di potenza. La figura 30 mostra la sala dei filtri.

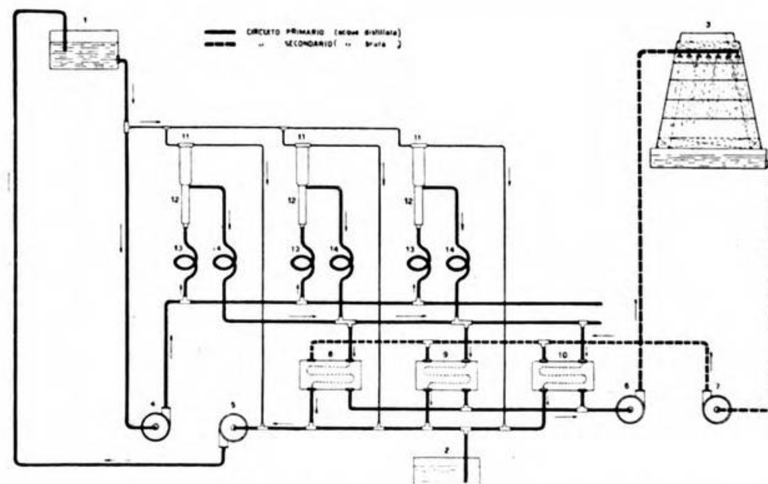


Fig. 31. — Schema di principio del circuito idraulico di raffreddamento dei tubi elettronici. 1 - Serbatoio superiore dell'acqua primaria a pressione atmosferica. 2 - Serbatoio inferiore di rifornimento dell'acqua primaria. 3 - Torre di raffreddamento a pioggia dell'acqua secondaria. 4 - Pompe di mandata ai tubi elettronici. 5 - Pompe di rimando al serbatoio superiore. 6 - Pompe di rimando alla torre raffreddante. 7 - Pompe di mandata dell'acqua bruta ai raffreddatori a superficie. 8, 9, 10 - Raffreddatori tubolari a superficie. 11 - Entrate dei reofori per i filamenti dei tubi elettronici. 12 - Camicie degli anodi dei tubi elettronici. 13 - Serpentine d'isolamento per acqua fredda. 14 - Serpentine d'isolamento per acqua calda.

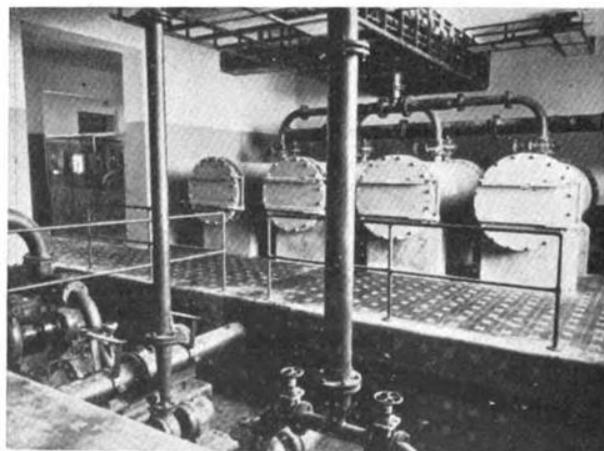


Fig. 32. — Batteria di raffreddatori dell'acqua distillata primaria.

e) Un impianto idraulico di circolazione d'acqua distillata in circuito chiuso, per il raffreddamento degli anodi dei numerosi tubi elettronici. Lo schema del circuito idraulico di raffreddamento è rappresentato dalla figura 31.

L'acqua distillata calda, proveniente dal trasmettitore, attraversa speciali corpi raffreddanti (fig. 32) a tubi di rame multipli, e viene fatta circolare nella parte esterna dei tubi stessi; nella parte interna di questi circola acqua comune, che viene a sua volta raffreddata per caduta a pioggia in una speciale torre di raffreddamento sistemata all'aperto in prossimità dell'edificio principale (fig. 33).



Fig. 33. — Veduta dell'edificio principale, con la torre di raffreddamento e la linea di trasmissione d'energia a radiofrequenza. sull'onda di 420 m.

Il sistema raffreddante è capace di assorbire 2 milioni di calorie/ora; questa capacità rende possibile di dissipare nell'antenna artificiale anche la massima potenza di 500 kW a radiofrequenza.

Sistema irradiante.

È stato detto che l'energia ad alta frequenza sull'onda di 420 m è trasmessa all'antenna per mezzo di una linea aerea bifilare. All'estremità di questa linea (la cui impedenza caratteristica è di 600 Ω) trovasi un piccolo edificio in muratura (cabina d'antenna) che ospita gli organi di accoppiamento e di accordo dell'antenna (fig. 34). Lo schema della figura 35 dà i particolari di tale accoppiamento.

La presa di terra è costituita di una raggera di 240 fili di rame da 3 mm di diametro, sepolti nel terreno a circa 30 cm di profondità e terminati all'estremità lontana con una piastra di rame interrata a 1 m di profondità (fig. 36).

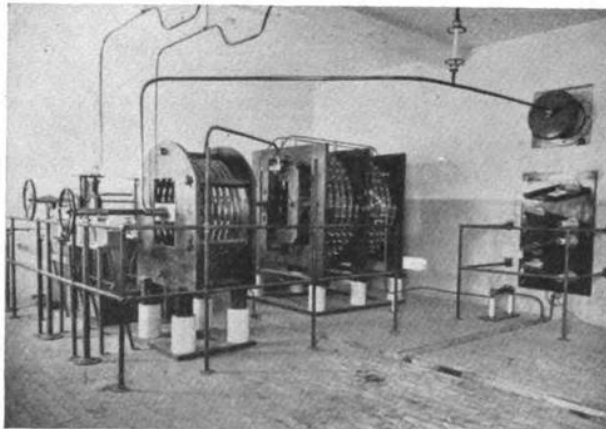


Fig. 34. — **Organi per l'accoppiamento fra linea di trasmissione ed antenna** (onda di 420 m).

È interessante notare come alla base dell'antenna, ove è più intenso il campo elettrico, i conduttori di terra, che ivi convergono, non sono

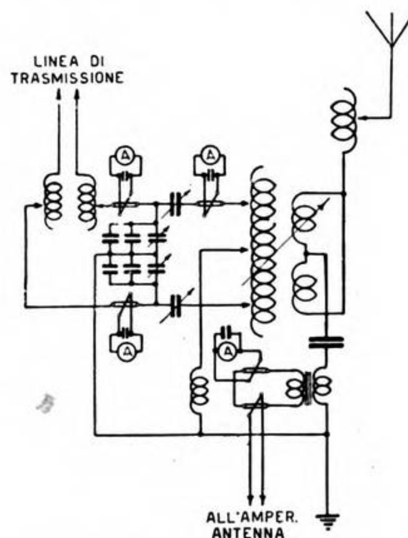


Fig. 35. — **Schema del dispositivo di accoppiamento fra linea di trasmissione ed antenna** (onda di 420 m).

sepolti, ma, per un raggio di una decina di metri, hanno un percorso aereo per andare a raccogliersi in un unico conduttore isolato che rag-

giunge il circuito di accoppiamento (fig. 37). È stata adottata questa disposizione nell'intento di ridurre le perdite notevoli che si sarebbero verificate a causa della forte tensione dei conduttori di terra a contatto col suolo; in tal caso i conduttori raggiungono il suolo solamente quando la tensione è grandemente diminuita.

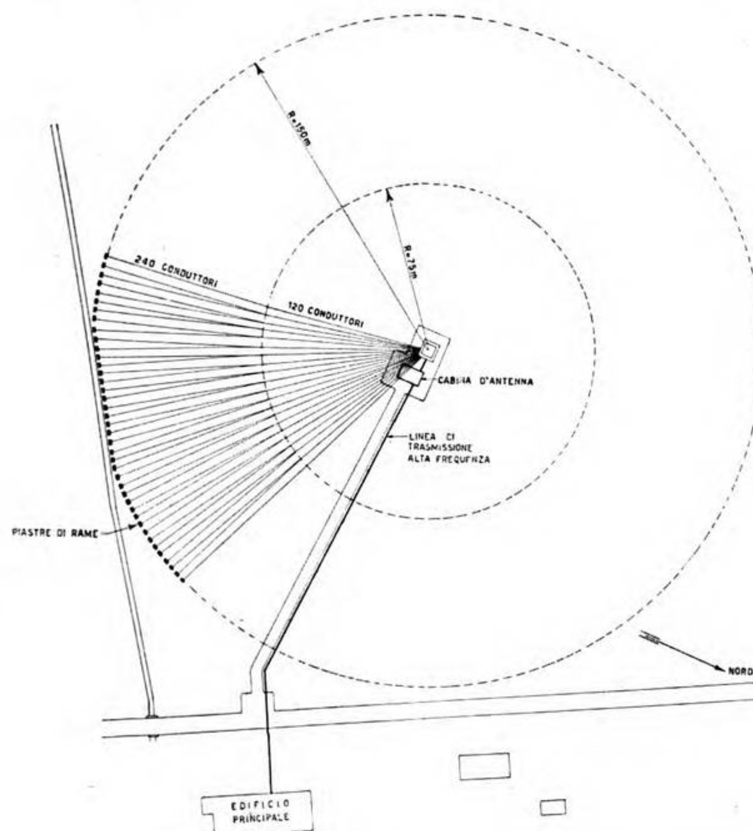


Fig. 36. — Sistema di terra dell'antenna a torre autoirradiante (λ = 420 m).

La torre autoirradiante, che funziona come antenna a mezz'onda per l'onda di 420 m, è costruita (C. I. F. A., Milano) in traliccio di ferro ad alta resistenza e consta di due torri piramidali a profilo rettilineo di circa 100 m d'altezza riunite alla base quadrata (12 m × 12 m).

Tale struttura bipiramidale appoggia al vertice inferiore su uno speciale isolatore di ceramica ad altissima resistenza, a doppio cono, alto circa 1,50 m e collaudato con una sollecitazione di 900 tonnellate (fig. 38).

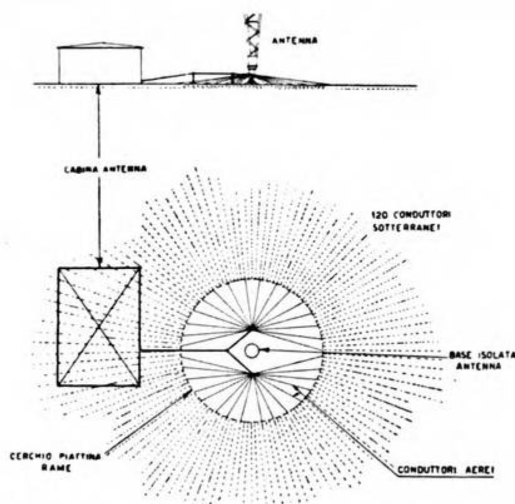


Fig. 37. — Particolare del sistema di terra alla base dell'antenna a torre autoirradiante ($\lambda = 420$ m).

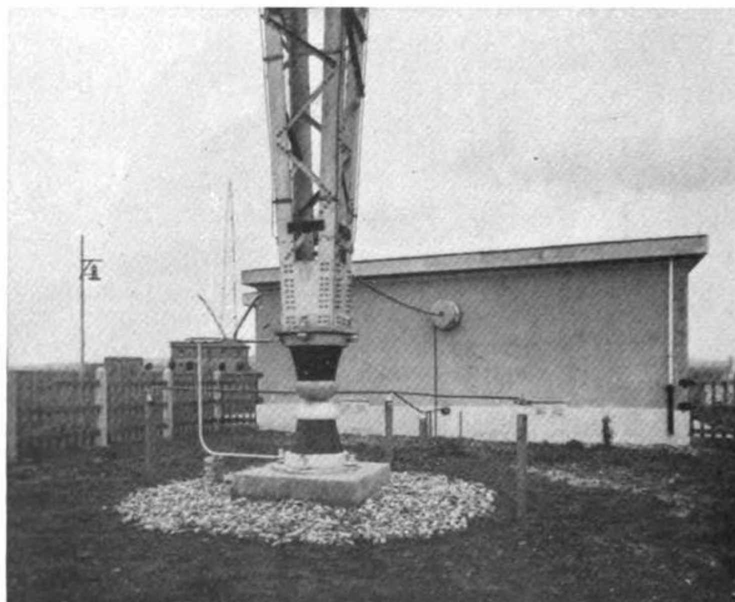


Fig. 38. — Base della torre autoirradiante e cabina d'antenna.

L'altezza totale della torre autoirradiante è di 249 m; verso la sua estremità superiore è munita di un palo tubolare d'acciaio, sporgente 29 m dalla struttura a traliccio e provvisto in testa di un cerchio metallico di circa 8 m di diametro che funziona da capacità correttiva. Una serie di otto stralli d'acciaio (fune d'acciaio speciale da 52 mm di diametro), frazionati da isolatori e applicati lungo il perimetro della sezione centrale della torre, mantiene quest'ultima in posizione verticale (fig. 39).

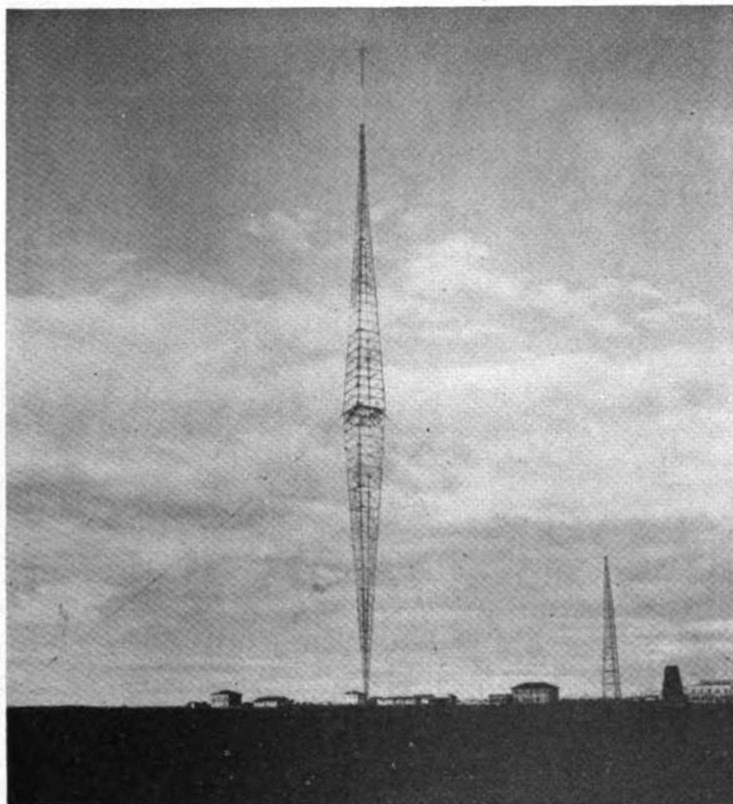


Fig. 39. — Torre autoirradiante alta 249 m (antenna antievanescenza a mezz'onda).

Ogni strallo ha una lunghezza di 176 m circa ed è permanentemente teso con una tensione di 25 tonnellate; con vento massimo di 150 kg per metro quadrato di superficie battuta, la tensione può raggiungere in ogni strallo 40 tonnellate circa.

Merita un cenno il dispositivo adottato per la revisione periodica della fune d'acciaio degli stralli nonchè per la pulizia degli isolatori di sezionamento. È costituito da una specie di carrello per teleferica che

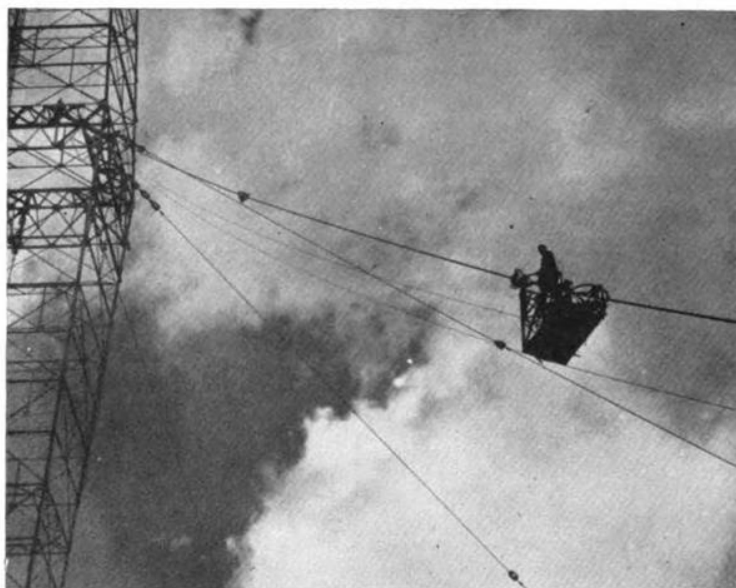


Fig. 40. — Carrello teleferico per l'ispezione
e manutenzione degli stralli della torre autoirradiante.

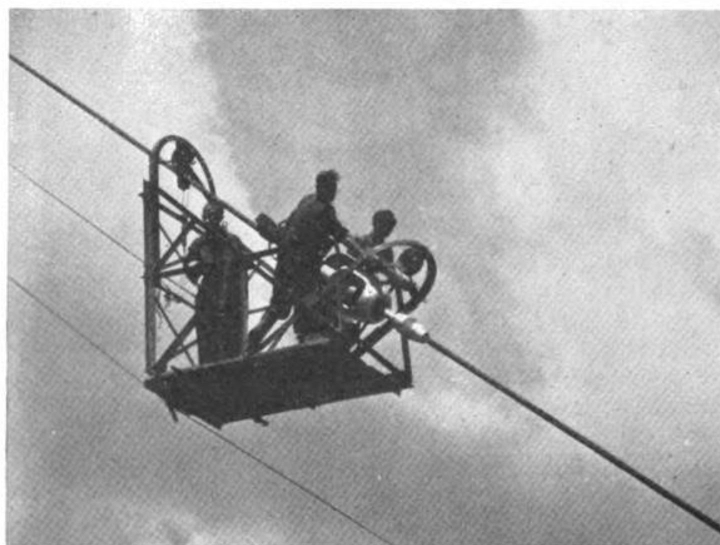


Fig. 41. — Passaggio del carrello teleferico
in corrispondenza ad un isolatore di sezionamento degli stralli.

scorre appoggiandosi sullo stesso strallo (fig. 40) e vien mosso mediante una fune traente comandata da un verricello a terra. La figura 41 mostra l'operazione del passaggio di un isolatore di sezionamento.

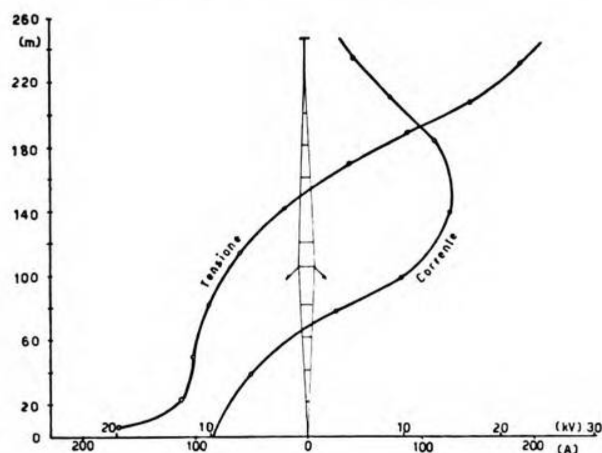


Fig. 42. — Distribuzione della tensione e della corrente a radiofrequenza (onda di 420 m) lungo la torre autoirradiante.

Dal punto di vista elettrico l'altezza dell'antenna supera la metà della lunghezza d'onda di funzionamento; essa è cioè accordata per più che mezz'onda (rapporto $h/\lambda = 0{,}59$).

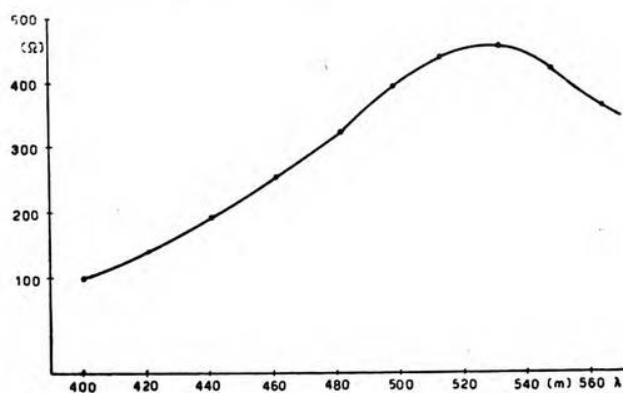


Fig. 43. — Diagramma della resistenza d'antenna (alla base) in funzione della lunghezza d'onda. In corrispondenza dell'onda di servizio di 420 m la resistenza è di circa 140 Ω.

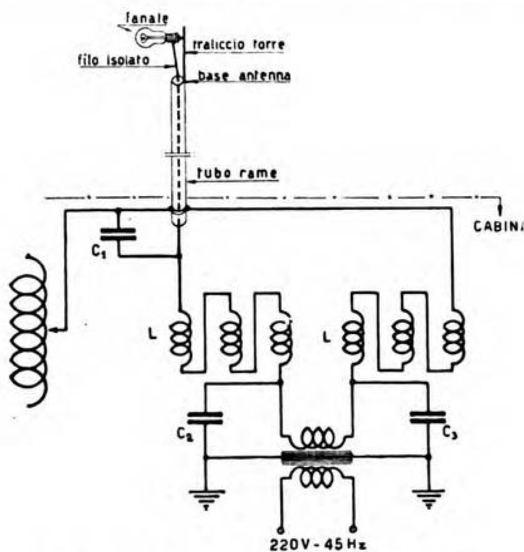


Fig. 44. — Schema dei circuiti di illuminazione per la segnalazione della torre autoirradiante.

I diagrammi delle figure 42 e 43, ottenuti con accurate misure, illustrano la distribuzione della corrente e della tensione lungo l'antenna, nonchè la resistenza totale alla base in funzione della lunghezza d'onda.

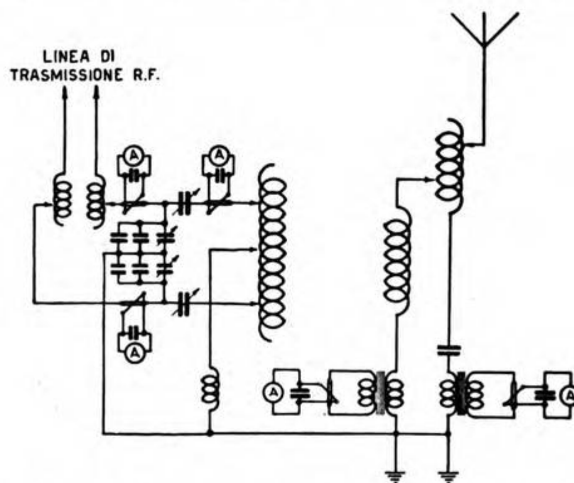


Fig. 45. — Schema dell'accoppiamento fra linea ed antenna per l'onda di 245 m.

Con la distribuzione attuata, l'energia a radiofrequenza viene irradiata prevalentemente in direzione orizzontale col risultato di estendere la zona di servizio esente da fenomeni di evanescenza.

Per la sicurezza delle rotte di aeromobili, la legge prescrive che tutte le torri debbano essere provviste in sommità di un fanale rosso di segnalazione a luce intermittente. Lo schizzo di figura 44 mostra la disposizione dei circuiti adottata per portare l'energia elettrica, a frequenza di 45 Hz, al fanale di sommità mediante un cavo unipolare, isolato per la tensione della lampada, ma in tensione a radiofrequenza perchè a contatto della torre antenna.

Il conduttore che porta l'energia a radiofrequenza all'antenna è costituito da un tubo di rame entro cui passa il cavetto d'illuminazione; all'estremità verso la cabina d'antenna le correnti a radiofrequenza vengono bloccate (mediante le induttanze L e le capacità C_1, C_2 e C_3) verso il circuito d'illuminazione alimentato da uno speciale trasformatore a bassa capacità fra primario e secondario.

L'energia ad alta frequenza sull'onda di 245 m è anch'essa addotta ad un'antenna ad alto T per il tramite di una linea aerea bifilare; lo schema di figura 45 dà i particolari dell'accoppiamento fra linea ed antenna.

All'attuazione di questo poderoso impianto radiofonico, svoltasi sotto la direzione dello scrivente, hanno validamente contribuito gli ingegneri Monachesi, Pola ed Esposito della Compagnia Marconi e gli ingegneri Mantovani e Blasucci dell'E.I.A.R.

Torino, aprile 1938-XVI.

RECENSIONI

ACUSTICA APPLICATA ED ELETTROACUSTICA.

M. GRÜTZMACHER e W. LOTTERMOSER — **Un metodo per la registrazione rapida di diagrammi melodici.** (A. Z., settembre 1937, II, 5, pag. 242-248, con 5 fig.).

Con l'espressione « diagrammi melodici » (*Melodiekurven*) s'intende alludere ai risultati della registrazione della frequenza fondamentale della voce nel corso di parole o frasi, pronunziate o cantate. Mentre è



Fig. 1. — Oscillogramma e diagramma melodico della parola « Jawohl ». Tensioni alternative: *a*) originale; *b*) dopo separazione della fondamentale; *c*) serie degli impulsi, susseguentisi con una frequenza uguale alla frequenza della fondamentale; *d*) disegno schematico delle immagini sul tubo catodico.

assai laborioso ricavare il diagramma melodico dall'oscillogramma completo, il dispositivo proposto permette di ottenerlo direttamente.

L'apparecchiatura consta di un microfono con amplificatore, e di un dispositivo a filtro per la separazione della fondamentale dalle armoniche; la frequenza fondamentale viene quindi trasformata in una serie di impulsi di ampiezza costante, ma aventi frequenza legata a quella originaria (facendo per ciò uso del noto artificio — che si adopera, ad esempio, per misure di frequenza — della produzione di onde quadrate, ridotte in questo caso a semplici impulsi). Gli impulsi governano le oscillazioni di rilassamento prodotte mediante un tiratron; il circuito del tiratron è così scelto, che la frequenza delle oscillazioni di rilassamento risulta di circa 25-50 hertz. L'oscillazione di rilassamento viene addotta ad un tubo catodico, sullo schermo del quale in assenza di corrente fonica appare una riga di deter-

minata lunghezza. Se ora alla griglia del tiratron vengono applicati gli impulsi di cui si è detto sopra, aventi frequenza sensibilmente maggiore di quella delle oscillazioni di rilassamento, queste si producono solo quando la griglia ha ricevuto una carica determinata. Le oscillazioni del tiratron si seguono quindi tanto più rapidamente quanto più la frequenza degli impulsi è elevata.

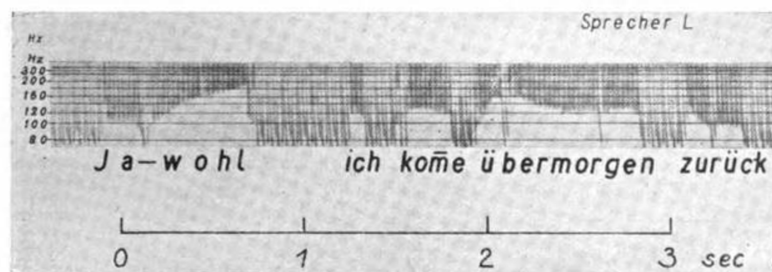


Fig. 2. — Diagramma melodico di una frase.

Il diagramma di fig. 1 chiarisce il funzionamento del dispositivo, mentre la fig. 2 mostra un esempio dei diagrammi ottenibili, dai quali si può immediatamente ricavare il valore della frequenza fondamentale in un istante qualunque del fenomeno vocale.

An. Gi.

J. Obata e R. Kobayashi — **Un registratore diretto di frequenza e le sue applicazioni alla musica e alla voce.** (J. A. S. A., ottobre 1937, IX, 2, pag. 156-161, con 6 fig.).

Si descrive un dispositivo elettrico per la registrazione rapidissima delle variazioni di frequenza che si hanno nella musica e nella voce. L'apparecchiatura comprende (fig. 1) un preamplificatore A_1 seguito da un filtro passa-basso W per eliminare le armoniche e registrare soltanto le variazioni di frequenza che si hanno nella fondamentale, un comando automatico di volume K per rendersi indipendenti dall'ampiezza della tensione di entrata, un altro amplificatore A_2 ed infine un frequenziometro registratore F, cui segue in A_3 un tubo amplificatore di corrente continua collegato all'oscillografo.

Il frequenziometro è, nella sua parte essenziale, quello descritto da Hunt e consiste in due tubi a gas argon T montati in opposizione. Essi vengono alternativamente innescati dalla tensione alternata, ma costante in ampiezza, applicata alle loro griglie e fornita dall'amplificatore A_2. Il condensatore C_1 posto ai capi delle due resistenze di carico r_1 assicura tale azione. Quando uno dei due tubi T è innescato, e quindi reso conduttore, il condensatore C_2 ad esso relativo si carica per effetto della tensione ai capi della resistenza r_1 e produce un impulso di corrente attraverso

il diodo D_2 corrispondente. Questi impulsi di corrente vengono integrati dal filtro S. Essendovi due diodi, il numero di impulsi di corrente è eguale al doppio della frequenza del segnale di entrata e quindi l'integrazione risulta più perfetta. La corrente che ne risulta e che, amplificata dal tubo in A_3, viene mandata all'oscillografo, è proporzionale alla frequenza con la quale avviene l'inversione di polarità sulle griglie dei tubi a gas.

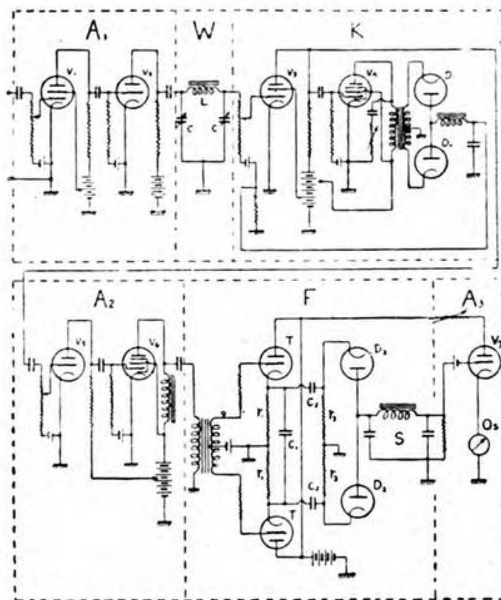


Fig. 1. — Schema elettrico del dispositivo.

Il comando di volume è necessario per rendere la tensione di eccitazione dei tubi a gas indipendente dalla tensione di entrata, condizione occorrente per il corretto funzionamento del frequenziometro. Il tubo in A_3 è tale da poter dare anche un'amplificazione logaritmica oltre che lineare, per il fatto che la sensibilità dell'orecchio a variazioni di frequenza segue una legge logaritmica.

Sono anche riportati alcuni diagrammi ottenuti registrando pezzi di musica e frasi.

M. N.

AMPLIFICATORI.

E. W. Herold — **Analisi della neutralizzazione di ammettenze per mezzo di tubi a transconduttanza negativa.** (Proc. I. R. E., novembre 1937, XXV, 11, pag. 1399-1413, con 6 fig.).

Negli amplificatori semiaperiodici con larga banda passante l'amplificazione alle più alte frequenze è limitata essenzialmente dalla capacità

in parallelo, che non può essere ridotta al di sotto di un certo valore a causa della presenza di capacità parassite di varia natura (quali le capacità di entrata e di uscita dei tubi amplificatori ed altre).

Con l'avvento della televisione si è resa maggiormente necessaria l'attuazione di stadi amplificatori semiaperiodici i quali funzionino in modo soddisfacente anche in corrispondenza di frequenze molto elevate, ed è stata studiata da diversi sperimentatori la possibilità di neutralizzare in modo più o meno perfetto le inevitabili capacità parassite.

È noto che un tubo amplificatore normale con carico anodico resistivo presenta un'ammettenza di ingresso rappresentabile mediante una capacità, la quale è notevolmente superiore a quella statica (effetto Miller) per effetto dell'accoppiamento capacitivo tra griglia e placca e delle relazioni di ampiezza e di fase esistenti tra le tensioni di tali due elettrodi.

Se si cambia segno alla transconduttanza, la tensione anodica ruota di 180° e la capacità riflessa cambia segno diventando negativa. Un tubo con transconduttanza negativa permette quindi di attuare in modo abbastanza semplice capacità negative che possono venire impiegate per neutralizzare le capacità positive di un dato circuito.

L'autore afferma, senza fornire particolari, che è stato costruito un tubo con conduttanza mutua negativa con buon rendimento, e studia analiticamente le possibilità di utilizzazione di un tale tubo.

Da un'analisi completa del circuito, se si tiene conto delle varie capacità interelettrodiche, risulta che le limitazioni provengono principalmente dalla presenza delle capacità parassite che si trovano in parallelo con la resistenza anodica e da condizioni relative alla stabilità del complesso.

Si confronta uno stadio amplificatore a resistenza, con capacità compensata mediante un tubo supplementare a conduttanza mutua negativa, con uno stadio amplificatore normale con compensazione induttiva della capacità e si mostra che, desiderandosi una ragionevole stabilità, il miglioramento, espresso in forma di una maggiore amplificazione per una frequenza di taglio fissata, è strettamente limitato e, con i tubi oggi attuabili, risulta dell'ordine di grandezza di due o tre volte.

Viene infine accennato alla possibilità di costituire un complesso a conduttanza mutua negativa con due tubi normali in cascata, i quali darebbero risultati presumibilmente analoghi.

G. C.

CIRCUITI, QUADRIPOLI, FILTRI.

B. SALZBERG — **Lunghezza ottima di una linea di trasmissione usata quale elemento di circuito.** (Proc. I. R. E., dicembre 1937, XXV, 12, pag. 1561-1564, con 2 fig.).

Nei circuiti per le onde ultracorte vengono spesso usate linee dette « a quarto d'onda » terminate in corto circuito, e linee dette « a semionda » terminate a circuito aperto. All'altro estremo queste linee terminano di solito con una capacità d'accordo, in parte rappresentata dalle capacità interelettrodiche dei tubi usati: esse quindi si comportano come reattanze

induttive. Si dimostra facilmente che, quando le perdite dei circuiti sono trascurabili, la massima impedenza ottenibile mediante circuiti così fatti corrisponde ad una lunghezza delle linee usate uguale a 0,185 λ nel caso di linee a quarto d'onda, ed a 0,472 λ nel caso di linee a semionda. L'impedenza così ottenuta risulta superiore, rispettivamente del 14 % e del 3 %, a quella attuabile accordando queste linee senza capacità terminale, cioè stabilendo una lunghezza di linea esattamente uguale a 0,25 λ per linee a quarto d'onda ed uguale a 0,5 λ per linee a semionda. *B. Ce.*

DISTURBI E FENOMENI PERTURBATORI.

T. NAKAI — **Alcune osservazioni sui disturbi della pioggia in Giappone.** (Proc. I. R. E., novembre 1937, XXV, 11, pag. 1375-1380, con 5 fig.).

È noto che la pioggia e la neve producono talvolta disturbi caratteristici nella radioricezione a bordo di aeroplani. Sembra che anche le radioricezioni terrestri possano subire tali effetti a causa della pioggia; ciò accadrebbe per altro molto di rado.

Alcune considerazioni mostrano come la cosa possa avvenire. È noto che in determinate condizioni atmosferiche le gocce di pioggia sono cariche di elettricità. La caduta di pioggia produce allora in un'antenna scariche smorzate seguentisi con una certa continuità, le quali dànno origine ad un rumore simile ad un cigolio. Se, in base ai valori medi della carica delle gocce di pioggia, si calcola la corrente indotta in una determinata antenna a T, si trova come essa corrisponda ad un campo di circa 1400 microvolt per metro. Questi risultati teorici sono in buon accordo con le osservazioni eseguite il 13 settembre 1929 in Giappone: furono allora osservati disturbi di durata molto lunga, che producevano un rumore di cigolio (*grinder*). La ricezione era fatta con un'antenna a T accordata per la frequenza di 20 kHz; il disturbo, la cui intensità corrispondeva ad un campo di circa 1000÷1700 microvolt per metro, si manifestò contemporaneamente alla pioggia e fu interrotto soltanto dai tuoni. Nessuna osservazione di tali fenomeni fu possibile usando per la ricezione un'antenna a quadro sistemata internamente ad un edificio.

R. S.

K. G. JANSKY — **Livello minimo dei disturbi in un sistema ricevente ad onde corte.** (Proc. I. R. E., dicembre 1937, XXV, 12, pag. 1517-1530, con 13 fig.).

La minima intensità rivelabile di un segnale in arrivo dovrebbe, ai morsetti di entrata di un apparecchio ricevente, corrispondere, in mancanza di disturbi esterni, ad un livello teorico di — 28,8 decibel rispetto ad 1 $\mu\mu$W, calcolandosi secondo la formula di Johnson il rumore di fondo dovuto all'agitazione termica nel circuito di entrata. In una serie di prove di ricezione compiute per lunghezze d'onda di 32, 16,7 e 14 metri, non è stato mai possibile raggiungere questi valori di segnale minimo, anche quando non si aveva alcun disturbo atmosferico od industriale,

essendo il rumore di fondo notevolmente superiore a quello calcolato, ed avendosi un aumento del rumore di fondo stesso al collegare l'antenna. Questo rumore di fondo d'origine esterna pare sia dovuto a radiazioni interstellari, poichè la sua intensità è durante la notte in evidente dipendenza dall'orientamento delle antenne rispetto alla posizione della Via Lattea, e durante il giorno risulta invece assai ridotta, presumibilmente per l'effetto di schermo dovuto agli strati ionizzati dell'alta atmosfera.

Per queste lunghezze d'onda, e particolarmente per 16,7 metri, si è mostrato particolarmente fastidioso un nuovo tipo di disturbo radio di origine industriale, prodotto dalle radiazioni degli apparecchi di diatermia, la cui intensità, nel caso particolare in cui si sperimentava, raggiungeva qualche volta un livello di + 60,9 decibel rispetto a quello relativo ai disturbi interni dei ricevitori. *B. Ce.*

ELETTROFISICA E MAGNETOFISICA.

W. M. GOODALL — **Sulla ionizzazione della regione F_2.** (Proc. I. R. E., novembre 1937, XXV, 11, pag. 1414-1418, con 4 fig.).

Le variazioni della frequenza critica della regione F_2 sembrano avere un carattere stagionale secondo alcuni dati sperimentali; secondo altri presenterebbero una periodicità annuale. Il primo tipo di variazione potrebbe essere spiegato mettendo in conto il diverso riscaldamento della regione in questione; per il secondo la ricerca di una qualsiasi spiegazione appare più difficile.

L'autore premette che è prematuro enunciare risultati di carattere generale basandosi su osservazioni fatte in un periodo in cui l'attività solare va crescendo, dato che certamente tale attività costituisce un fattore importante nello stato della regione F_2. Egli cerca tuttavia di isolare le variazioni dovute all'attività solare, raccogliendo i dati di osservazione in funzione del numero delle macchie solari. Per tale via si trova che, per attività solare costante, le curve della frequenza critica per l'Australia e per l'America sembrano indicare una tendenza tanto ad una periodicità stagionale quanto ad una periodicità annuale.

Si deve osservare però che lo stato di ionizzazione, oltre che dall'intensità dell'azione ionizzante, dipende anche dalle condizioni del mezzo e in particolare dallo stato meteorologico. Si potrebbe quindi pensare che la variazione annuale fosse dovuta a diverse condizioni meteorologiche, sul conto delle quali non si può dire nulla, dato il piccolo numero di centri di osservazione oggi esistenti. *R. S.*

MISURE.

H. W. KOHLER — **Metodo termico per la misura di rendimenti alle frequenze elevatissime applicato all'oscillatore a magnetron.** (Proc. I.R.E., novembre 1937, XXV, 11, pag. 1381-1386, con 5 fig.).

È noto il metodo di Wenstrom mediante il quale il rendimento dei tubi elettronici oscillatori a frequenze elevatissime si determina misu-

rando per via elettrica la potenza totale assorbita, e per via termica la potenza dissipata all'interno del tubo; quest'ultima misura si effettua applicando al bulbo una coppia termoelettrica, che viene in precedenza tarata facendo dissipare dal tubo potenze note in regime non oscillatorio.

Secondo il nuovo metodo la coppia è invece racchiusa nell'interno del tubo, e disposta in modo che la saldatura riceva calore dall'anodo per irradiazione; in tal modo le misure risultano più indipendenti dalla temperatura ambiente. Sono pur tuttavia conservati alcuni difetti del metodo originale, tra cui quello dell'influenza di eventuali irregolarità di riscaldamento dell'anodo, che possono accadere durante il funzionamento alternativo.

Viene indicato il modo di correggere i risultati ottenuti nel caso del magnetron per tener conto della potenza ceduta dagli elettroni al filamento durante il funzionamento alternativo. Con questa correzione si ritiene che le misure eseguite col metodo esposto si possano ritenere approssimate al 5 %.

G. B.

PROPAGAZIONE DELLE RADIOONDE.

S. A. SCHELKUNOFF — **Teoria della propagazione di onde elettromagnetiche piane.** (Proc. I. R. E., novembre 1937, XXV, 11, pag. 1457-1492, con 17 fig.).

La teoria generale della propagazione delle onde elettromagnetiche piane (per le quali sono piani le superficie di ugual fase in un dato istante) nel caso in cui il campo magnetico o quello elettrico siano perpendicolari alla direzione di propagazione (rispettivamente onde magnetiche trasversali e onde elettriche trasversali) dimostra che le componenti, nei piani di ugual fase, del campo elettrico nel primo caso e di quello magnetico nel secondo, derivano da un potenziale scalare, funzione dei punti dei piani stessi.

Le proprietà della propagazione di tali onde si possono quindi esprimere in forma analoga a quella che si usa per la definizione della propagazione di onde guidate da linee elettriche o cavi concentrici. In altre parole la soluzione del problema si può ricondurre alla soluzione di un sistema di due equazioni alle derivate parziali con due incognite, le quali coincidono formalmente con le due equazioni delle linee. Si definiscono così un'impedenza in serie ed un'ammettenza in parallelo associate alle onde piane, e di conseguenza si possono definire una costante di trasmissione ed un'impedenza caratteristica. Tutte queste quantità dipendono dalla frequenza, dalle caratteristiche del mezzo e da una costante che è funzione della distribuzione dei campi sulle superficie di ugual fase.

Si trova anche che sono compatibili con le condizioni generali del problema particolari distribuzioni dei campi elettrico e magnetico, secondo le quali la componente del campo elettrico nel senso del raggio si annulla nei punti di una superficie cilindrica, le cui generatrici sono parallele alla direzione di propagazione. Tale superficie può allora essere sostituita da

una membrana perfettamente conduttrice senza che venga per nulla turbata la propagazione. Questa osservazione rende possibile di inquadrare in una teoria molto generale lo studio della propagazione di onde elettromagnetiche nell'interno di cilindri vuoti.

Restando sempre nel caso generale viene dimostrata l'esistenza di una frequenza di taglio e si ricavano le espressioni dell'attenuazione. È inoltre indicata la possibilità di scindere alcuni tipi abbastanza generali di onde piane in un complesso di onde piane linearmente polarizzate ed uniformi (i vettori elettrico e magnetico hanno la stessa ampiezza in tutti i punti di un piano di ugual fase ed hanno direzione indipendente dal tempo), le quali si propaghino secondo le generatrici di un cono, che abbia come asse la direzione di propagazione delle onde date e la cui apertura sia determinata dalle condizioni del problema.

La teoria generale viene applicata allo studio della propagazione nell'interno di tubi cilindrici a sezione rettangolare ed a sezione circolare, ritrovando i risultati già noti e precedentemente pubblicati.

R. S.

TUBI ELETTRONICI.

C. BRUNETTI — **Chiarificazione del valor medio della resistenza negativa.** (Proc. I. R. E., dicembre 1937, XXV, 12, pag. 1595-1616, con 14 fig.).

La caratteristica $i_a = f\,(v_a)$ di un tubo termoelettronico può, in particolari condizioni ed in un determinato campo di variabilità della tensione v_a, essere discendente. La resistenza differenziale del tubo $\frac{dv_a}{di_a}$ è, in tale campo, negativa. Al tratto discendente si raccordano due tratti ascendenti, ove la resistenza differenziale è positiva.

Alimentando il tubo con tensioni opportune, il punto di funzionamento può cadere nell'interno del tratto discendente; in tal caso, com'è ben noto, in un circuito oscillatorio, a risonanza di tensione, inserito nel circuito anodico del tubo, si innesca una corrente oscillante, quando la resistenza differenziale negativa del tubo nel punto di lavoro è minore della resistenza equivalente del circuito $R_e = \frac{L}{R\,C}$. Le oscillazioni aumentano di ampiezza, finchè, a regime, si stabilizzano in modo che la tensione oscillatoria ai capi dell'induttanza o della capacità è praticamente sinusoidale; la corrente ha invece una forma generalmente molto diversa dalla sinusoidale.

Si può domandare quale sia, per un determinato tipo di tubo, in determinate condizioni di lavoro e per un certo circuito oscillatorio, l'ampiezza della tensione oscillatoria.

V'è chi ha creduto di poter affermare, che tale ampiezza possa essere individuata dai punti di intersezione della retta di pendenza $-\frac{R\,C}{L}$, condotta per il punto di lavoro del tubo, con i tratti della caratteristica

del medesimo tubo, aventi pendenza positiva (1), e di poter desumere in conseguenza il valor medio della resistenza negativa. Ma questa affermazione e questa conseguenza sono evidentemente arbitrarie. L'autore propone una definizione della resistenza negativa media R_n in base al bilancio fra la potenza P ceduta dal tubo al circuito oscillatorio e la potenza dissipata dal circuito stesso, ponendo cioè:

$$R_n = -\frac{L}{R\,C} .$$

Allora, se il legame fra la corrente anodica e la tensione anodica è:

$$i = v + v^2 + v^3 + v^4 + \dots ,$$

si desume:

$$R_n = \frac{V^2}{2\,P} = \frac{1}{+\frac{3}{4}V^2 + \frac{5}{8}V^4 + \dots} ,$$

ove V è l'ampiezza della tensione oscillante.

Si può quindi rappresentare graficamente R_n in funzione di V, e individuare sui grafici l'ampiezza di tale tensione, quando nel circuito anodico è inserito un circuito oscillatorio di resistenza equivalente $\frac{L}{R\,C}$, conducendo una retta parallela all'asse della V per l'ordinata $-R_n = \frac{L}{R\,C}$, e valutando la V che corrisponde al punto di incontro di tale retta con la curva $-R_n = f\,(V)$.

Per talune condizioni di lavoro la curva può essere incontrata in più punti dalla retta; si hanno cioè più ampiezze possibili della tensione oscillatoria. Ma si dimostra che solamente quei punti, per i quali $\frac{d\,(-R_n)}{d\,V}$ è positiva, individuano regimi stabili di oscillazione.

N. C.

(1) E. N. Dingley: Proc. I.R.E., 1931, XIX, p. 1948.

NUOVI APPARECCHI

Amplificatore - rivelatore a indicazione luminosa per ponti.

ANDREA FERRARI-TONIOLO

Si descrive un amplificatore-rivelatore avente come elemento indicatore luminoso il tubo 6E5. L'apparecchio può essere utile per misure con ponti, come rivelatore di minimo per tensioni di qualche millivolt e per frequenze comprese fra 50 e 100 000 Hz.

È recentemente comparso, sul mercato di produzione italiana, il tubo elettronico 6E5, costituito dall'insieme di un triodo e di un minuscolo indicatore fluorescente a raggi catodici.

Sotto il nome di « occhio magico », il tubo 6E5 (o l'analogo 6G5) è stato usato soprattutto come indicatore di sintonia negli apparecchi radioriceventi. La funzione tipica di tale tubo è infatti quella di rendere visibile (sotto forma di un settore oscuro in un anello luminescente) il fatto che lo schermo fluorescente (detto anche « targhetta ») sia ad un potenziale positivo rispetto a quello dell'anodo del triodo. Tale anodo ha un'appendice direttamente collegata e foggiata a lama (stilo deviatore), come si vede in fig. 1.

Se anodo e targhetta sono collegati fra loro attraverso una resistenza, il tubo diventa uno strumento che trasforma una tensione negativa sulla griglia di entrata in un settore di ombra sulla targhetta. L'apertura angolare di tale settore è legata al valore della tensione di griglia applicata, secondo le curve di fig. 2.

La minima apertura dell'angolo d'ombra può dunque servire ad indicare il *massimo* (in valore assoluto) di una tensione negativa applicata alla griglia: in tale senso l'« occhio magico » viene utilizzato come indicatore di sintonia.

Ovvero, quando si dia alla griglia del triodo una polarizzazione negativa assai prossima al potenziale di interdizione, il minimo angolo d'ombra può servire ad indicare il *minimo* di una tensione positiva

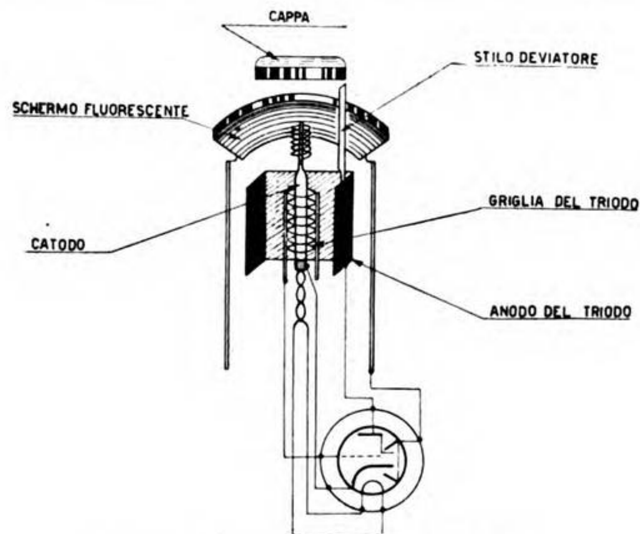


Fig. 1. — Costituzione schematica del tubo 6E5.

applicata, e sovrapposta alla polarizzazione negativa fissa. Se tale tensione applicata in sovrapposizione alla polarizzazione è alternativa, la resistenza *R* fra anodo e targhetta, dovrà essere sostituita con un gruppo resistenza e capacità in parallelo.

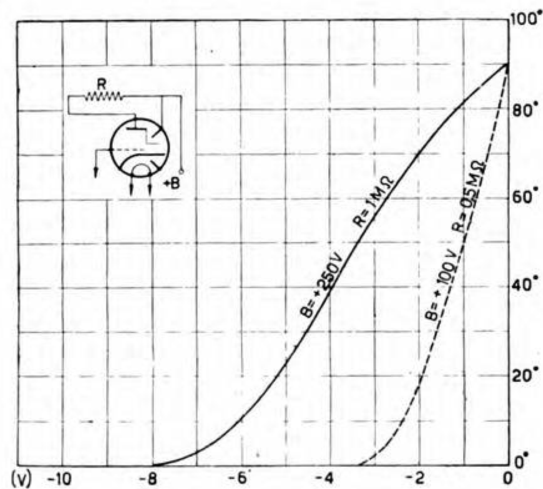


Fig. 2. — Apertura dell'angolo d'ombra sullo schermo fluorescente in funzione della tensione di griglia applicata.

Questo secondo modo di funzionare dà la possibilità di usare il tubo 6E5 od uno analogo come rivelatore ottico di ponti a corrente alternata (¹).

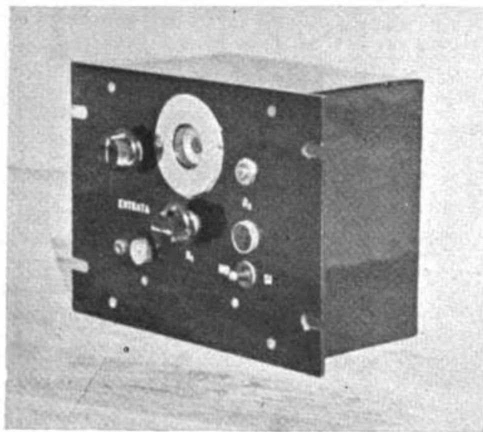


Fig. 3. — Vista anteriore del rivelatore ottico per ponti.

I vantaggi particolari di un tale tipo di rivelatore per ponti sono quelli generici di una indicazione visiva in confronto con una indicazione acustica (vantaggi particolarmente sensibili quando si debbano

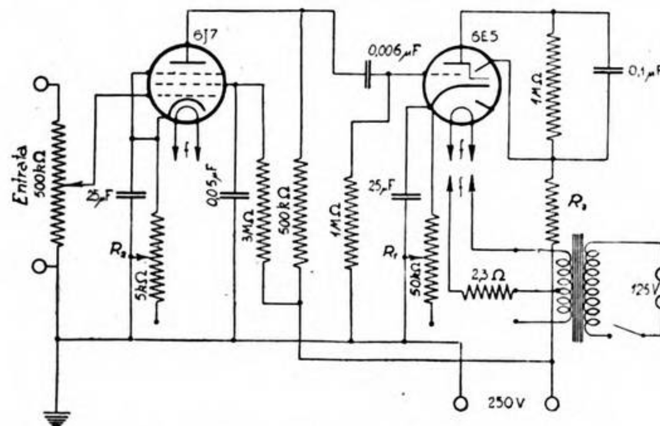


Fig. 4. — Schema elettrico dell'apparecchio.

(¹) R. S. I., 1937, VIII, p. 450.
R. C. A. Rev., 1937, I, p. 121.
R. S. I., 1937, VIII, p. 327.
Rev. techn. Philips, 1937, II, p. 270.

eseguire un gran numero di misure, ovvero tali misure debbano essere compiute da personale non pratico, o siano disturbate da rumori, sia di ambiente, sia provenienti dall'apparecchiatura stessa di misura); ed inoltre: vantaggi di una quasi illimitata sovraccaricabilità dello strumento che non può essere danneggiato anche se il ponte è in condizioni ben lontane da quelle di equilibrio; di una notevole facilità nell'apprezzare i minimi, anche se disturbati da « rumori di fondo »; di un trascurabile assorbimento di corrente, cioè di una grandissima resistenza interna; e di una vastissima gamma di frequenza.

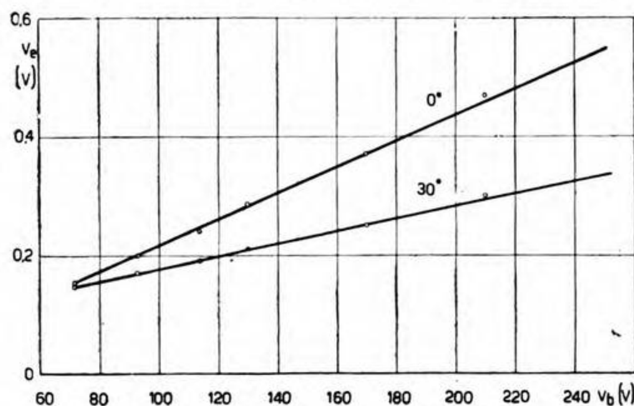


Fig. 5. — Tensione minima rivelabile col tubo 6E5, in funzione della tensione anodica applicata e dell'angolo d'ombra.

Per quel che riguarda la sensibilità, essa può essere facilmente aumentata, premettendo al tubo 6E5 un opportuno amplificatore.

L'apparecchio, che è stato attuato (fig. 3), riunisce appunto il tubo rivelatore ad uno stadio di amplificazione. Lo schema completo è riportato in fig. 4: l'uso del pentodo 6J7 dà una amplificazione di tensione notevole (circa 45 decibel) e l'accoppiamento a resistenza e capacità permette una rilevante larghezza della banda di frequenza amplificata. L'ingresso è su un potenziometro di 500 000 Ω; esistono inoltre altri due reostati che servono a modificare, secondo le esigenze, le polarizzazioni di griglia dei tubi 6E5 (reostato R_1) e 6J7 (reostato R_2). L'alimentazione è a corrente alternata (attraverso un trasformatore 125 V / 6,3 V) per i filamenti e a corrente continua per la tensione anodica; ma, come è ovvio, poteva farsi anche a corrente alternata.

La sensibilità del solo tubo 6E5 è stata verificata sperimentalmente, misurando la tensione minima che, applicata alla griglia d'ingresso, si rende apprezzabile come minima variazione visibile nell'angolo d'ombra sullo schermo fluorescente.

Tale tensione minima rivelabile V_e si è dimostrata funzione sia della tensione anodica applicata V_b, sia dell'apertura dell'angolo

d'ombra (fig. 5). Infatti, come risulta anche dal diagramma di fig. 2, la pendenza della curva « angolo d'ombra in funzione della tensione di griglia » è, come è naturale per un tubo a raggi catodici, maggiore per una tensione di placca minore (si raddoppia se la tensione di placca passa da 250 a 100 V); tale pendenza varia inoltre con l'angolo d'ombra, essendo assai piccola per angoli prossimi allo zero e assumendo un valore costante e maggiore per angoli fra 30° e 70°. Sembrerebbe quindi consigliabile l'uso di tensioni anodiche ridotte per aumentare la sensibilità del tubo 6E5; ma ridurre la tensione anodica vuol dire, d'altra parte, ridurre la luminosità del tubo e l'amplificazione della porzione del tubo che agisce come triodo.

Fig. 6. — Tensione minima rivelabile con l'apparecchio completo, in funzione della frequenza.

Da una serie di prove di carattere soggettivo, ma che hanno dato risultati concordanti per diversi osservatori, si è concluso che la tensione anodica più opportuna per ottenere la migliore sensibilità, tenuto conto dei contrastanti effetti sulla visibilità di una variazione della tensione stessa, è di 200 V circa. Poichè, viceversa, lo stadio di amplificazione ha necessità di una tensione anodica maggiore, è stata inserita nel circuito di placca del tubo 6E5 un'ulteriore resistenza di caduta R_3, come si vede nello schema di fig. 4, per ridurre a 200 V circa la tensione applicata alla targhetta.

Per quel che riguarda il variare della sensibilità con il valore dell'apertura del settore d'ombra, è da notare che tale variazione, quale si ricava dalle curve di fig. 2, è molto maggiore di quella risultante sperimentalmente secondo i diagrammi di fig. 5. Infatti il guadagno di sensibilità del tubo, che si ha mantenendo l'angolo d'ombra aperto di 30°, è in parte diminuito dal fatto che, in tali condizioni, manca all'occhio quel riferimento, che esso ha quando l'angolo di ombra si

è ridotto ad un filo d'ombra sottilissimo; in quest'ultima condizione l'occhio, per suo conto, è in condizioni molto migliori per apprezzare lievissime variazioni nello spessore del filo d'ombra.

Se si volesse trarre miglior partito dalla maggiore sensibilità del tubo per angolo d'ombra di 30° e più, si dovrebbe procurare artificialmente all'occhio la possibilità di un riferimento, con un traguardo o, meglio, con un segno appositamente predisposto sullo schermo fluorescente.

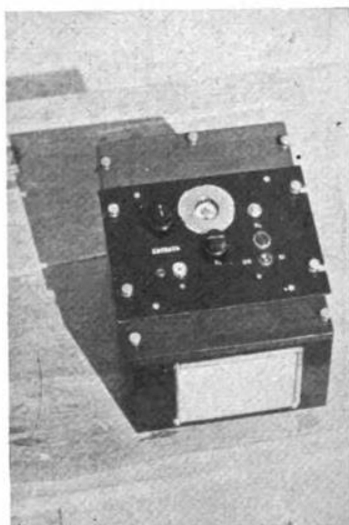


Figura 7.

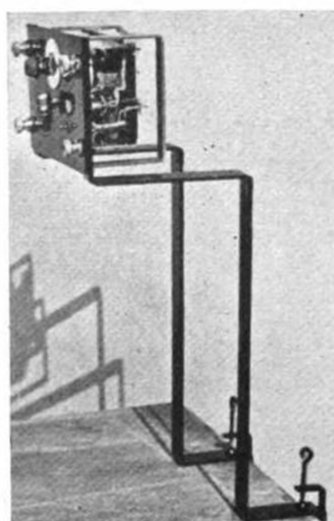


Figura 8.

Fig. 7. — Rivelatore montato su supporto a leggio.
Fig. 8. — Rivelatore montato su supporto ad altezza d'occhio.

La curva di sensibilità dell'apparecchio completo (6E5 più stadio di amplificazione), intesa come diagramma delle minime tensioni rilevabili in funzione della frequenza, è tracciata, in base a rilievi sperimentali, in fig. 6 e mostra che, per frequenze comprese fra 50 e 100 000 Hz, può prestarsi ad utili applicazioni come rivelatore ed indicatore, in sostituzione di cuffie o di strumenti a raddrizzatore. Per comodità di uso, l'apparecchio può essere montato sia su supporto a leggio (fig. 7), sia su supporto ad altezza d'occhio (fig. 8), sia in altri modi ancora.

Anche economicamente lo strumento risulta assai conveniente.

Torino - Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris.

Vol. VII - N. 6 Giugno 1938-XVI

ALTA FREQUENZA

SOMMAIRE

On étudie un groupe d'oscillateurs à quartz dans lesquels on fait usage de deux réactions: l'une d'elles — positive — obtenue par un quelconque des systèmes courants, l'autre — negative — à commande par courant, obtenue en branchant le quartz dans le circuit plaque du tube et en appliquant à la grille la tension développée aux bornes du quartz (fig. 1).

On examine les instabilités de fréquence dues aux variations des éléments du circuits et on en déduit que ce type d'oscillateur à quartz s'adapte particulièrement bien aux fréquences relativement peu élevées (de l'ordre de 10^5 Hz). On démontre que, le contenu en harmoniques du courant produit étant particulièrement peu élevé, l'instabilité de fréquence due aux variations des tensions d'alimentation est très limitée. On établit les conditions a remplir dans la mise au point du circuit afin que la variation de fréquence due à une variation de 15 % de la tension plaque, soit negligeable (10^{-8}).

On indique la possibilité d'appliquer les montages décrits à la détermination du coefficient de résonance de lames de quartz et on donne les résultats de quelques essais.

L'E.I.A.R., c'est-à-dire la Compagnie Italienne pour la Radiodiffusion, a réalisé le nouveau centre émetteur de S. Palomba (Rome), qui est actuellement une des plus grandes installations radiophoniques à ondes moyennes. Cette installation se compose de deux émetteurs de grande puissance qui travaillent d'habitude sur ondes séparées; on a prévu, cependant, la possibilité d'utiliser plusieurs organes des deux émetteurs pour réaliser un seul émetteur ayant une puissance de 500 kW-antenne comme maximum.

On donne une description de tous les organes des deux émetteurs. Avec un soin particulier on étudie les éléments de la modulation, des étages amplificateurs finals, de l'alimentation anodique et de l'antenne constituée par un pylône en fer rayonnant en demi-onde.

SOMMAIRE

On décrit un amplificateur-redresseur utilisant la lampe 6E5, comme indicateur de minimum dans les mesures avec ponts à courant alternatif. La tension minimum décelée est de quelque millivolt, pour fréquences entre 50 et 100 000 Hz.



Vol. VII - N. 6 Giugno 1938-XVI

ALTA FREQUENZA

CONTENTS

A study has been made of quartz oscillators in which a positive feedback of a conventional type is used with the addition of a negative feedback, which is current controlled.

Variations of frequency are discussed resulting from variation of circuit elements. They are very small for frequencies of 100 kilohertz or less. The harmonic content of the anode current is very small, and the change due to alteration of supply voltage is of the order of 1 part in 100 million for a change of 15 % in the anode voltage.

The application of the arrangement to the determination of the coefficient of resonance of quartz plates is described and some results of experiments are given.

The E.I.A.R., the Broadcasting Company of Italy, has recently completed the new transmitting station S. Palomba (Rome), one of the largest medium-wave equipments. It has two high power transmitters usually in operation on different wavelengths. Arrangements are provided for using the two together with an output of 500 kilowatts. The details of the equipment are described, particularly the modulation and power amplifiers, mercury rectifiers, and the tower acting as a half wave antenna.

CONTENTS

Vol. VII - N. 6 Giugno 1938-XVI

ALTA FREQUENZA

INHALT

Es wird die Wirkungsweise einer besonderen Art von quarzgesteuerten Sendern untersucht, die, ausser eine, nach bekannten Methoden erzeugte, positive Rückkopplung, eine stromgesteuerte negative Rückkopplung besitzen; letztere wird durch Einschalten des Quarzes in den Anodenkreis und durch Zuführung der am Quarz auftretenden Spannung an das Gitter erzielt (fig. 1).

Aus der Prüfung der Frequenzänderungen, die auf Aenderungen der Schaltungsteile im Schwingkreise zurückzuführen sind, geht hervor, dass diese Senderschaltung besonders für relativ niedere Frequenzen geeignet ist (10^5 Hz); es wird bewiesen, dass die Frequenzänderungen, die von Aenderungen der Speisespannungen herkommen, sehr gering sind, da der Oberwellenanteil der erzeugten Spannung ganz besonders gering ist. Es folgen einige Anweisungen um die Frequenzänderungen auch bei Anodenspannungsänderungen von 15 % in vernachlässigbaren Grenzen zu halten (10^{-8}).

Es besteht die Möglichkeit die angegebene Schaltung zur Messung von Resonanzfaktoren an Quarzen zu verwenden. Zum Schluss die Ergebnisse einiger Untersuchungen.

Die E.I.A.R. (d. h. die italienische Rundfunkgesellschaft) hat eine neue Anlage in Rom (S. Palomba) geschaffen, die als einer der grössten heute bestehenden Mittelwellensenderkomplexe zu betrachten ist. Diese Anlage besteht aus zwei Sendern, die auf verschiedenen Wellen getrennt arbeiten, jedoch mit der Möglichkeit einer schnellen Parallelschaltung, um so die ganze verfügbare Hochfrequenzleistung (bis 500 kW) in veränderbarem Verhältnis unter sie verteilen zu können. Es werden eingehend beide Sender beschrieben; und besonders werden die Hauptpunkte: Modulation, Endverstärker, Anodenspeisung und die Antenne in Gestalt eines halbwellig ausstrahlenden Turmes erörtert.



Ing. R. San Nicolò, *Direttore responsabile*

7854 - A.P.E. - Arti Poligrafiche Editrici - Torino, Via Menabrea 9.

PUBBLICAZIONI DELL' A. E. I.

L'ELETTROTECNICA - Periodico quindicinale.
Giornale ed atti dell'A. E. I. (si pubblica il 10 e il 25 di ogni mese).

Annate arretrate . . . . cad.	L.	100,—
Abbonamento: per il regno	»	120,—
per l'estero	»	180,—
Un numero separato: per il Regno	»	6,—
per l'Estero	»	8,—

ALTA FREQUENZA - Periodico mensile.
Rivista di Radiotecnica, Telefonia e Acustica applicata.

Annata 1932	L.	30,—
Annate 1933-34-35-36-37 . . . . cad.	»	40,—
Abbonamento 1938	»	50,—
per i Soci AEI e SIF	»	40,—
Un numero separato	»	6,—

ANNUARIO A. E. I. - N. 1 (Gennaio) - Elenco Soci - Pubblicazioni . Prezzo L. 3,— gratis ai Soci
N. 2 (Luglio) - Repertorio Elettrotecnico - Variazioni al N. 1 . Prezzo L. 3,— gratis ai Soci

NORME DEL C. E. I.

Norme **Lampade** Elettriche - **Linee** aeree (Cap. III Norme impianti) Prezzo	L.	3,—
per i Soci	»	2,—
Norme **Cavi** isolati in carta - **Conduttori** isolati in gomma - **Conduttori** in rame nudo - **Contatori** monofasi - **Impianti** elettromedicali - **Impianti** teatri - **Interruttori** - **Isolatori** in porcellana - **Isolatori** in vetro - **Linee** aeree di contatto - **Motori** primi idraulici - **Motori** trazione - **Olii** - **Protezione** radioaudizioni - **Raddrizzatori** a vapori di mercurio - **Trasformatori** di misura - **Tubi** elettronici . Prezzo di ciascun fascicolo	L.	4,50
per i Soci	»	3,—
Norme **Impianti** Elettrici	»	6,—
per i Soci	»	4,—
Norme **Macchine** Elettriche - **Impianti** di bordo . Prezzo di ciascun fascicolo	L.	9,—
per i Soci	»	6,—

Raccolta completa Norme sconto del 10% sui prezzi esposti.

STATISTICA DEGLI IMPIANTI ELETTRICI IN ITALIA.

Vol. I. - Dati elettrotecnici sulle distribuzioni di energia elettrica nei Comuni, Impero e Colonie d'Italia (IV edizione)	L.	9.—
Vol. II. - Elenco delle **Centrali** di produzione di energia elettrica Prezzo ridotto	»	100.—
per i Soci	»	60.—

PUBBLICAZIONI VARIE.

L'OPERA DI A. VOLTA . . . . . . L. 25,— per i Soci	»	10,—
A. PACINOTTI: Descrizione di una macchinetta elettromagnetica (in 5 lingue)	»	4,—
REPERTORIO ELETTROTECNICO	»	3,—

DESCRIZIONE IMPIANTI ELETTRICI. - Fascicoli pubblicati:

1° **Impianto di Crego** della Soc. Imprese Elettriche Conti.
2° **Impianti del Tanagro e Aventino** della Soc. Forze Idroelettriche Meridionali.
3° **Impianti Piave-Santa Croce** del Gruppo Soc. Adriatica d'Elettricità. (esaurito)
4° **Impianti sul fiume Lys** della S. I. P. Breda.
5° **Impianto del Temù in Valle Camonica** della Soc. Generale Elettrica dell'Adamello (esaurito).
6° **Impianto di Iselle** della Soc. Italiana Imprese Elettriche Dinamo (esaurito).
7° **Impianto di Valdo** della Soc. Imprese Elettriche Conti (esaurito).
8° **Impianti Idroelettrici di Val Cenischia** della Soc. Forze Idrauliche del Moncenisio (esaurito).
9° **Impianto del Matese** della Soc. Meridionale di Elettricità (esaurito)
10° **Impianto di Gallicano** della Soc. Ligure Toscana di Elettricità
11° **Impianto del Tirso** della Soc. Elettrica Sarda.
12° **La nuova Centrale termoelettrica « Maurizio Capuano »** della Soc. Meridionale di Elettricità.
13° **La nuova Centrale termoelettrica di Livorno** della Soc. Elettrica Ligure Toscana.
14° **Impianto di Covalon nella valle del Marmore** del Gruppo S. I. P.
15° **Impianto di Sonico** della Soc. Generale Elettrica dell'Adamello
16° **Impianto di Venezia-Marghera** della Soc. Adriatica di Elettricità.
18° **Impianto sui Fiumi Nera e Velino** della Terni.
19° **Sottostazione « Alessandro Volta »** di Cislago.
20° **Impianto dell'Isonzo.**
21° **Impianto Idroelettrico Automatico** 3° Salto Neto.
22° **Impianto Piave-Ansiel e la Centrale di Pelos.**
23° **La Centrale Idroelettrica di Suviana.**
24° **Sottostazione di Borgomanero.**

Prezzo per ogni fascicolo	L.	7,50
per i Soci	»	4.—
Prezzo del fascicolo 18°	L.	10,—
per i Soci	»	6.—
Prezzo dei fascic. 23° e 24°	L.	10.—
per i Soci	»	6,—

(continua alla pagina seguente)

Segue PUBBLICAZIONI DELL'A. E. I.

MONOGRAFIE dell'A. E. I.:

1. U. BORDONI: I fenomeni elettrici dell'atmosfera e la protezione degli edifici dalle scariche temporalesche	L.	8,—
per i Soci	»	4,—
2. E. BOTTANI: La moderna matematica dei circuiti trifasi . . .	»	10,—
per i Soci	»	4,—
3. U. BORDONI: La fotometria moderna: i suoi problemi e le sue tendenze	L.	8,—
per i Soci	»	4,—
4. R. SAN NICOLO': Le tendenze moderne nella tecnica degli impianti a vapore	L.	8,—
per i Soci	»	4,—
5. G. C. VALLAURI: Convertitori statici di corrente elettrica . . .	»	8,—
per i Soci	»	4,—
6. A. BARBAGELATA: La protezione contro le sovracorrenti . . .	»	8,—
per i Soci	»	[illegible]
7. C. RIMINI: Fondamenti di geometria applicata alle correnti alternative	»	12,—
per i Soci	»	4,—
8. G. BUCHI: Funzionamento e costruzione in serie delle turbine idrauliche a reazione	»	10,—
per i Soci	»	4,—
9. L. LOMBARDI e G. CORBELLINI: Congresso mondiale dell'energia a Tokyo. Corrispondenze preliminari e riassunto dei lavori attinenti all'elettrotecnica	»	9,—
per i Soci	»	4,—
10. G. SILVA: Studio meccanico dei conduttori delle linee aeree (Problema statico)	»	10,—
per i Soci	»	4,—
11. E. SANTUARI: Alcune considerazioni sui sincroni e sugli asincroni . .	»	12,—
per i Soci	»	6,—
12. A. M. ANGELINI: Calcolo operatorio e studio dei circuiti elettrici in regime transitorio	»	12,—
per i Soci	»	8,—
13. N. CARRARA: Microonde - Teorie elettroniche dei Tubi a vuoto alle più alte frequenze - Generazione, trasmissione, propagazione, ricezione e tecnica delle microonde	»	12,—
per i Soci	»	8,—
Spese postali per ciascun fascicolo	»	1,50

RENDICONTI DELLE RIUNIONI ANNUALI.

Prima Serie (Estratti della Rivista « L'Elettrotecnica »):

Vol. I. 1922 - Milano: **Produzione e distribuzione dell'energia elettrica.**
Vol. II. 1923 - Venezia: **Applicazioni dell'energia elettrica.**
Vol. III. 1924 - La Spezia: **La illuminazione elettrica e l'inerente distribuzione dell'energia.**
Vol. IV. 1925 - Napoli: I. **Conversioni di forma dell'energia elettrica.** - II. **Mezzi per assicurare la continuità del servizio degli impianti elettrici.**
Vol. V. 1926 - Brescia: (esaurito).
Vol. VI. 1927 - Como: (esaurito).

Prezzo dei Volumi della Prima Serie	L.	30,—
per i Soci	L.	10,—

Nuova Serie (non pubblicati sulla Rivista « L'Elettrotecnica »):

Vol. I. 1928 - Genova: I. **Trazione elettrica ferroviaria e tranviaria.** - II. **Propulsione elettrica navale**	L.	60,—
per i Soci	»	32,—
Vol. II. 1929 - Pescara-Francavilla a Mare: I. **Elettroagricoltura.** - II. **Elettrotermica.** - III. **Elettrochimica**	»	55,—
per i Soci	»	32,—
Vol. III. 1930 - Trieste: (esaurito).		
Vol. IV. 1931 - Perugia: **Sottostazioni di trasformazione di energia elettrica**	»	75,—
per i Soci	»	32,—
Vol. V. 1932 - Firenze: I. **Correnti joniche ed elettroniche. Nuove applicazioni industriali.** - **Applicazioni elettroagricole (Diagrammi di consumo)**	»	60,—
per i Soci	»	32,—
Vol. VI. 1933 - Sorrento: **Materiali impiegati nelle costruzioni ed applicazioni elettriche**	»	40,—
per i Soci	»	32,—
Vol. VII. 1934 - Gardone: **Perturbazioni nel funzionamento degli Impianti Elettrici**	»	40,—
per i Soci	»	32,—
Vol. VIII. 1935 - Santa Margherita Ligure: **Misure** (in 3 fascicoli) opera completa	»	45,—
per i Soci	»	32,—
Per fascicolo separato	»	20,—
per i Soci	»	15,—
Vol. IX. 1936 - Roma: **Radioricevitori.** - **Comunicazioni su filo** - **Centrali idroelettriche**	»	75,—
per i Soci	»	60,—



Per acquisti rivolgersi all'**Ufficio Centrale dell'A. E. I.** Via San Paolo, 10 — MILANO (2/2)

I VERSAMENTI possono essere eseguiti a mezzo posta giro al N. 3/1189 su Milano

Vol. VII - N. 7 (PUBBLICAZIONE MENSILE) LUGLIO 1938 - XVI

ALTA FREQUENZA

RIVISTA DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA



SOTTO IL PATROCINIO

DEL CONSIGLIO NAZIONALE DELLE RICERCHE
DELL'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
DELLA SOCIETÀ ITALIANA DI FISICA





ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
MILANO (2/2) - VIA SAN PAOLO, N. 10

SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE

A.F. VII-7 LUG. 1938

VOL. VII LUGLIO 1938-XVI N. 7

ALTA FREQUENZA

RIVISTA DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

Edita dall'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
Redazione: Torino (116), Corso Massimo d'Azeglio, 42. *Amministrazione:* Milano (2/2), Via S. Paolo, 10. *Ufficio Pubblicità:* Milano (2/2), Via S. Paolo, 10.

È gradita la collaborazione dei lettori. Gli scritti dei singoli Autori non impegnano la Redazione e quelli della Redazione non impegnano il Comitato Direttivo. I manoscritti non si restituiscono.

ABBONAMENTO ANNUO . . . L. 50
PER I SOCI A.E.I. O S.I.F. » 40
UN NUMERO SEPARATO . . » 6

ANNATE ARRETRATE (FINCHÈ DISPONIBILI)
I (1932) L. 30; II (1933), III (1934), IV (1935), V (1936), VI (1937) L. 40 CIASCUNA

SOMMARIO

Vol. VII Luglio 1938-XVI N. 7

ALTA FREQUENZA



Linee ad alta frequenza.

Lo studio delle proprietà delle linee risonanti si è venuto notevolmente intensificando in questi ultimi anni, nei quali si è sempre più affermata la tecnica delle onde ultracorte: quanto più sono alte le frequenze, tanto minori risultano le dimensioni delle linee, onde più pratico e scevro di complicazioni ne riesce l'uso. È noto, ad esempio, come esse si possano utilmente sostituire ai cristalli piezoelettrici già adoperati quali elementi stabilizzatori di frequenza: offrono, se ben progettate, un'elevata selettività e presentano vantaggi pratici come quello di evitare il bisogno di stadi moltiplicatori di frequenza dopo l'oscillatore a cristallo. Linee risonanti si adoperano inoltre come elemento d'accoppiamento fra stadi amplificatori a tubi elettronici, come parti di circuito in filtri elettrici, e per molti altri scopi.

Numerose ricerche si sono rivolte ad esse, ma con procedimenti, d'ordinario, poco approssimati. Questi, partendo dalla teoria delle linee valevole per le frequenze acustiche, tengono conto nei calcoli dei medesimi elementi fondamentali e li modificano soltanto per aggiungervi la considerazione dell'effetto di pelle e qualche volta anche dell'effetto di prossimità. Uno studio recente (1) ha altresì portato in conto le perdite per irradiazione.

Il lavoro dell'ingegnere Poledrelli prende le mosse da quest'ultimo e ne sottopone le conclusioni, nel campo delle linee bifilari, ad un esame critico minuzioso. L'analisi della validità delle approssimazioni fatte permette al lettore di comprendere quale influenza abbia l'una o l'altra delle ipotesi sul risultato finale; se ne propongono di nuove e i relativi calcoli e risultati vengono messi in relazione con quelli già noti.

---

(1) L. E. Reukema: El. Engng., 1937, VIII, p. 1002.

Esperimenti di ottica elettronica.

Abbiamo recentemente avuto occasione di commentare gl'interessanti risultati raggiunti nello studio delle leggi che regolano i fenomeni della così detta ottica elettronica. Essi hanno notevole importanza anche dal punto di vista pratico, poichè consentono l'attuazione di nuovi dispositivi (lenti magnetiche, elettroscopi microscopi e moltiplicatori elettronici, e così via) suscettibili di suggestive applicazioni; v'è ormai tutta una letteratura specializzata che tratta delle numerosissime prove — anche di carattere industriale — eseguibili con tali apparecchi: da esami biologici a ricerche nel campo della fisica tecnica, da studi sulla struttura dei metalli a verifiche delle leggi dell'emissione termoionica e fotoelettrica.

In un articolo testè comparso nella nostra rivista [2] sono stati esposti i fondamenti scientifici dell'ottica elettronica; a taluno forse dei lettori quella trattazione non sarà apparsa di facile lettura, così da fargli desiderare qualche spunto che consenta di vedere più da vicino la parte pratica della questione. Particolarmente opportuno riesce quindi un nuovo contributo sul medesimo tema, ma di carattere diverso. L'articolo del dottore MALATESTA è un breve scritto di volgarizzazione sperimentale, nel quale sono riferite, in forma piana e di facile comprensione, alcune esperienze che illustrano con efficacia la stretta analogia fra l'ottica della luce e quella elettronica, dando per di più un'idea concreta delle possibilità di questa nuova tecnica.

LA REDAZIONE.

[2] R. SARTORI: A. F., 1938, VII, p. 292.

CONSIDERAZIONI SUL DIMENSIONAMENTO OTTIMO DI LINEE BIFILARI AD ALTA FREQUENZA

CARLO POLEDRELLI



Si espongono i metodi di calcolo di linee bifilari ad alta frequenza discutendone i limiti di validità, e si esamina come variano i risultati ottenuti modificando in vario modo le ipotesi semplificative ammesse.

1. - Il problema dell'alimentazione di aerei direttivi e dell'attuazione di circuiti di elevata qualità nel campo delle piccole lunghezze d'onda (metriche e decimetriche) ha trovato pratica soluzione nell'impiego di linee ad alta frequenza.

In conseguenza del crescente interesse assunto da tali elementi, in questi ultimi tempi si è posta spesso la questione del loro dimensionamento in modo da soddisfare a condizioni di ottimo, variabili a seconda dei fini che si desiderano raggiungere (massimo coefficiente di risonanza, massimo coefficiente di sovratensione, massimo valore della impedenza d'ingresso, minime perdite).

Per ottenere da una linea bifilare una di queste condizioni di ottimo, le dimensioni geometriche di essa devono soddisfare a certe condizioni che si trovano spesso nella letteratura. I metodi usati per l'esecuzione di tali calcoli sono sostanzialmente due: uno, il più comune, prescinde dalle perdite per radiazione, l'altro (1) ne tiene conto in maniera approssimata. I risultati cui questi due metodi giungono differiscono notevolmente tra loro.

Scopo di questo lavoro è quello di mutare, forse migliorare (nel caso di linee bifilari), le approssimazioni che stanno alla base di questi calcoli, di investigare l'influenza che, sui risultati finali, hanno le variazioni apportate alle ipotesi di partenza e la presenza di elementi soltanto apparentemente accessori (collegamenti, sbarre di corto circuito), inevitabilmente presenti in ogni attuazione pratica; di dare infine, mediante queste discussioni, una idea chiara dei limiti di approssimazione raggiunti. Affinchè il lettore possa sùbito rendersi conto dell'utilità di una simile discussione, si sono riunite nella tabella I le formule ed i dati relativi a linee risonanti su mezza lunghezza d'onda (aperte e chiuse

(1) L. E. REUKEMA: Transmission lines at very high radio frequencies - El. Engng., 1937, VIII, p. 1002.

TABELLA I.

Ipotesi di calcolo	Linea in corto circuito $l = \lambda/2$, $\lambda = 100$ cm	Linea aperta $l = \lambda/2$, $\lambda = 100$ cm
1) Si trascura l'effetto di prossimità dei conduttori e la resistenza di irradiazione (trattazioni solite).	$y = \frac{D}{r} = 2{,}72$ (indipendente da λ e l) D indeterminato	$y = \frac{D}{r} = 2{,}72$ D indeterminato
2) Si trascura l'effetto della resistenza d'irradiazione e si considera invece l'effetto di prossimità nel calcolo di L e di C.	$y = \frac{D}{r}$ è definito dall'equazione:	$\log_e \frac{1}{2}(y + \sqrt{y^2 - 4}) = \frac{y\sqrt{y^2-4}}{y^2-8}$
	$y = \frac{D}{r} = 4{,}55$ D indeterminato	$y = \frac{D}{r} = 4{,}55$ D indeterminato
3) Si considera l'effetto di prossimità nel calcolo di L e C e si calcola la resistenza di irradiazione: $R_r = \left(\frac{\pi}{\lambda} D\right)^2 \cdot (F \text{ o } G)$ senza tener conto dell'effetto di prossimità. La resistenza della sbarra terminale si considera proporzionale a D^2: $R_1 = \frac{\pi^2}{\lambda^2} 80\, D^2$, secondo i calcoli di Reukema (sbarra terminale congiungente i centri).	$y = \frac{D}{r}$ risulta definito dall'equazione:	$\log_e \frac{1}{2}(y + \sqrt{y^2 - 4}) = \frac{1{,}5\, y\sqrt{y^2-4}}{y^2-8}$
	$y = \frac{D}{r} = 6{,}19$ $D = \frac{0{,}134\, \lambda^{5/6}}{\sqrt[3]{\frac{\lambda}{l}(F+80)}}$ $D = 1{,}08$ cm $Q = \frac{1270\, \lambda^{1/3}}{\sqrt[3]{\frac{\lambda}{l}(F+80)}} = \frac{9480}{\sqrt{\lambda}} D = 1020$	$y = \frac{D}{r} = 6{,}19$ $D = \frac{0{,}134\, \lambda^{5/6}}{\sqrt[3]{\frac{\lambda}{l} G}}$ $D = 1{,}01$ cm $Q = \frac{1270\, \lambda^{1/3}}{\sqrt[3]{\frac{\lambda}{l} G}} = \frac{9480}{\sqrt{\lambda}} = 960$

	$y = \frac{D}{r}$ viene definito dall'equazione: $\log_e \frac{1}{2}(y + \sqrt{y^2 - 4}) \times \left(1 + \frac{4}{y^2 - 8}\right) = \frac{1{,}5\, y \sqrt{y^2 - 4}}{y^2 - 8}$	
4) Ipotesi uguali a quelle del calcolo precedente, ma considerando l'effetto di prossimità anche nel calcolo di R_r. La sbarra terminale si ritiene equivalente ad un dipolo di lunghezza $A_1 A_2$: $R_1 = \frac{\pi^2}{\lambda^2} 80 \left\{ 4 \left[\left(\frac{D}{2} \right)^2 - r^2 \right] \right\}$.	$y = \frac{D}{r} = 5{,}25$ $D = \frac{0{,}135\, \lambda^{5/6}}{\sqrt[3]{\frac{\lambda}{l} (F + 80)}}$ $D = 1{,}08$ cm $Q = \frac{1380\, \lambda^{1/3}}{\sqrt[3]{\frac{\lambda}{l} (F + 80)}} = \frac{10\,220}{\sqrt{\lambda}} D = 1100$	$y = \frac{D}{r} = 5{,}25$ $D = \frac{0{,}135\, \lambda^{5/6}}{\sqrt[3]{\frac{\lambda}{l} G}}$ $D = 1{,}01$ cm $Q = \frac{1380\, \lambda^{1/3}}{\sqrt[3]{\frac{\lambda}{l} G}} = \frac{10\,220}{\sqrt{\lambda}} D = 1035$
5) Ipotesi uguali a quelle del calcolo precedente, ma ritenendo per la sbarra terminale: $R_1 = \frac{\pi^2}{\lambda^2} 80 (D - 2r)^2$. La si considera così equivalente ad un dipolo lungo come la parte libera della sbarra.	$y = \frac{D}{r} = 3{,}72$ $D = 1{,}43$ cm $Q = 1910$	

in corto circuito), per le quali si voglia ottenere il valor massimo del coefficiente di risonanza. Come è indicato, ci si è riferiti alla frequenza di 300 MHz.

2. - Il primo dei due metodi cui si è ora accennato, ammettendo che l'energia irradiata sia trascurabile rispetto a quella dissipata per effetto Joule, giunge alla determinazione del rapporto ottimo dei parametri della linea (distanza D fra gli assi e raggio r del filo, per linee bifilari; raggio del tubo interno e del tubo esterno per linee concentriche), indipendentemente da ogni considerazione sulla distribuzione di corrente lungo la linea, ma non permette di stabilire un'altra relazione fra gli stessi; così che la linea deve essere determinata anche in base ad altri criteri, economici o di montaggio.

L'ipotesi base di tale metodo è verificata con buona approssimazione finchè si resta nel campo delle onde decametriche, ma non è più attendibile quando si scende al campo delle piccole lunghezze d'onda, dell'ordine dei metri o dei decimetri.

Ad esempio, in una linea risonante in quarto d'onda costituita da due fili paralleli del diametro di 0,4 mm, distanti tra gli assi 5 mm, ed eccitata in un ventre di tensione sulla frequenza di 300 MHz, il rapporto tra energia irradiata ed energia dissipata, per effetto ohmico, è uguale a 0,43. (Nel calcolo della prima si è tenuto conto anche della sbarra terminale di corto circuito).

Ci si rende così ragione, dello scarso significato, alle elevatissime frequenze, dei rapporti precedentemente stabiliti, e della necessità di rifare i calcoli, tenendo conto, sia della resistenza di irradiazione totale del sistema, sia dell'effetto di prossimità dei conduttori, poichè tale vicinanza, modificando la distribuzione di corrente nella sezione trasversale, equivale a cambiare il valore delle costanti elettriche della linea.

Ora, poichè la resistenza di irradiazione totale è funzione della legge di distribuzione di corrente lungo la linea, si comprende come la risoluzione del problema sia possibile solamente in quei casi in cui è facile prevedere con buona approssimazione tale legge.

Si riesce così a determinare entrambe le dimensioni trasversali della linea, sia nel caso di una linea risonante non caricata, lungo la quale l'ampiezza della corrente possa ritenersi variabile con legge sinoidale, sia nel caso di una linea d'alimentazione a onde progressive, lungo la quale l'ampiezza della corrente possa ritenersi costante.

3. - Consideriamo particolarmente il caso di una linea risonante a fili paralleli, che si voglia progettare in modo da ottenere la condizione di massimo coefficiente di risonanza; cominciamo con l'esaminare il procedimento di calcolo seguito dall'autore citato per giungere alla determinazione delle dimensioni geometriche D ed r della linea (D è la distanza fra gli assi dei fili, r è il loro raggio).

Per una linea le cui costanti distribuite per unità di lunghezza sono L, C, R e la cui impedenza caratteristica è Z_0, l'espressione del coefficiente

di risonanza Q in un intorno della lunghezza d'onda λ di risonanza è:

$$Q = \frac{2\pi f L}{R} = \frac{2\pi c L}{\lambda R} \simeq \frac{2\pi L}{\lambda R \sqrt{LC}},$$

che in definitiva può scriversi:

$$[1] \qquad Q \simeq \frac{2\pi \cdot Z_0}{\lambda R}.$$

(In queste relazioni si è indicato con f la frequenza, con $c = \frac{1}{\sqrt{LC}} =$ $= 3 \times 10^{10}$ cm/s la velocità di propagazione delle onde e con $Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$ l'impedenza caratteristica della linea).

Questa espressione del coefficiente di risonanza può ritenersi valida, con buona approssimazione, quando il valore dell'attenuazione totale della linea è molto piccolo. Si può dimostrare che, in tal caso, essa è valida anche per una linea irradiante (la linea non è più a costanti uniformemente distribuite, perchè l'irraggiamento è funzione della distribuzione di corrente) quando si dia alla resistenza unitaria R l'espressione: $R = R' + \frac{2}{l} R_r$ (dove R' è la resistenza ohmica unitaria funzione di D e di r, R_r è la resistenza d'irradiazione, funzione di D^2, calcolata in un ventre di corrente, ed l è la lunghezza della linea).

È allora possibile, dalle due equazioni seguenti:

$$[2] \qquad \begin{cases} \dfrac{\partial Q}{\partial (D/r)} = 0 \\ \dfrac{\partial Q}{\partial D} = 0, \end{cases}$$

che esprimono le condizioni per cui Q è massimo, ricavare una espressione nella sola incognita $\frac{D}{r}$, indipendente dal particolare valore di R_r, dalla cui risoluzione si ottiene: $\left(\frac{D}{r}\right)_{\text{ottimo}} = 6{,}19.$

Sostituendo poi questo valore in una delle due equazioni [2], si ottiene un'altra relazione che dà il valore ottimo di D in funzione di λ e della lunghezza l della linea. Questi calcoli svolti da Reukema si riferiscono a quello che abbiamo chiamato secondo metodo.

Nel caso poi in cui la linea è chiusa a un estremo, la resistenza di irradiazione R_1 della sbarra terminale (che si suppone espressa da $R_1 = \frac{\pi^2}{\lambda^2} 80\, D^2$, e quindi funzione solo di D^2) è attraversata, come la ipotetica R_r, dalla corrente massima presente in un ventre, e l'espres-

sione della resistenza unitaria totale R può senz'altro scriversi nella forma:

$$R = R' + \frac{2}{l}(R_r + R_1),$$

nella quale il secondo termine del secondo membro è funzione solo di D^2. Per quanto è stato detto, risulta allora che il rapporto $\frac{D}{r}$ è indipendente da R_1; ed anche in questo caso si ottiene: $\left(\frac{D}{r}\right)_{\text{ottimo}} = 6,19$.

Invece la distanza D è funzione del modo con cui la linea è terminata e, in qualche caso, il suo valore può variare anche del 50%, per il solo fatto di avere o no considerato nei calcoli l'irradiazione della sbarra terminale. Analoga variazione si può riscontrare nel calcolo del coefficiente di risonanza Q.

4. - L'aver ottenuto un valore costante del rapporto ottimo $\frac{D}{r}$, consegue dall'aver supposto che la resistenza totale d'irradiazione soddisfi alla relazione: $R_r + R_1 = k D^2$, dove k è un fattore di proporzionalità dipendente dal rapporto $\frac{l}{\lambda}$, ma indipendente da r.

Se si suppone uniforme la distribuzione di corrente sulla superficie dei conduttori, l'energia irradiata da questi è, con buona approssimazione, uguale a quella irradiata da una distribuzione di corrente concentrata sull'asse dei fili, se il loro diametro è trascurabile di fronte alla lunghezza d'onda. Ma, per la vicinanza dei conduttori, la corrente non è distribuita uniformemente; essa ha maggior densità nei filetti interni della linea, dove l'induzione è minore e la capacità maggiore, e minor densità nei filetti esterni; questa disuniformità è tanto più sentita, a parità di D, quanto più grande è il raggio, così che possiamo asserire essere la resistenza R_r funzione anche di r, e più precisamente funzione decrescente di r.

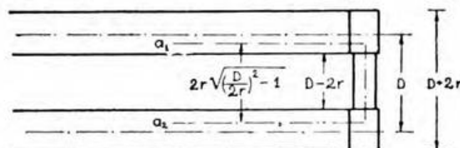


Fig. 1. — Sbarra terminale di una linea risonante su un numero dispari di $\lambda/4$.

Notiamo ancora che, essendo D la distanza fra gli assi dei fili, la lunghezza libera della sbarra terminale è $(D-2r)$ (fig. 1) e quindi la lunghezza del dipolo equivalente alla sbarra reale dovrebbe essere calcolata in base a uno studio della configurazione dei filetti di corrente all'estremità della linea.

Da queste considerazioni risulta che l'ipotesi di ritenere la resistenza di irradiazione totale funzione soltanto di D (¹), (benchè più approssimata delle ipotesi che si pongono come base alle trattazioni solite), è a priori attendibile solo quando $r \ll D$, condizione che non è mai verificata in linee costruite per avere un alto coefficiente di risonanza.

5. - A questo punto ci sembra utile ricordare come si tiene conto dell'effetto di prossimità dei conduttori nei calcoli dei parametri elettrici di una linea. Se $M_1 N_1$, $M_2 N_2$ (fig. 2) sono le sezioni trasversali dei conduttori di linea, di centri O_1, O_2, il campo elettrico (esterno ai conduttori) è equivalente a quello ottenuto concentrando lungo gli assi di tracce A_1 e A_2 le cariche distribuite alla superficie dei conduttori, (A_1 e A_2 sono i punti doppi dell'involuzione definita, sulla retta $O_1 O_2$, dalle coppie di coniugati armonici (M_1, N_1) e (M_2, N_2)) e le linee di campo elettrico sono i cerchi aventi i centri sull'asse passante per O e intersecantisi in questi punti.

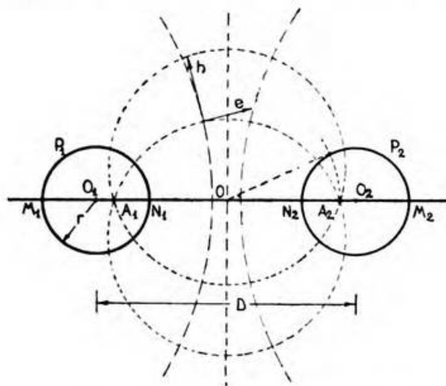


Fig. 2. — Configurazione del campo magnetico h e del campo elettrico e fra due conduttori cilindrici paralleli.

In quanto al campo magnetico, esso è il duale di quello elettrico se, come nel caso presente, per l'elevatissima frequenza di lavoro, e per la buona conducibilità dei conduttori, si può immaginare la corrente concentrata tutta sulla superficie. In questa ipotesi, le linee di forza magnetiche sono le linee equipotenziali del campo elettrico, cioè tutti i cerchi che hanno i centri sulla retta $O_1 O_2$ e la intersecano in punti coniugati armonici dell'involuzione definita dai punti doppi A_1, A_2. Ai fini del calcolo di L e di C, possiamo dunque ritenere la distribuzione del campo elettromagnetico in una sezione trasversale, equivalente a quella di una linea ideale di traccia $A_1 A_2$. Essendo poi il regime di corrente in esame molto prossimo a quello stazionario, possiamo ritenere trascurabili le componenti del campo elettromagnetico nella direzione

longitudinale della linea, ed ammettere, pure ai fini del calcolo della resistenza di radiazione R_r, la linea data, equivalente a quella ideale di traccia $A_1 A_2$.

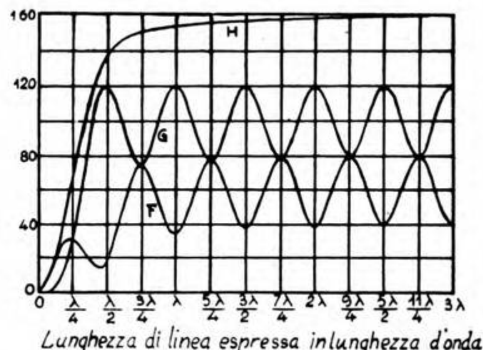


Fig. 3. — Curve per il calcolo della resistenza d'irradiazione di linee a fili paralleli:

per linee aperte: $R_r = \left(\frac{\pi}{\lambda} D\right)^2 F$

per linee in corto circuito: $R_r = \left(\frac{\pi}{\lambda} D\right)^2 G$

per linee a onde progressive: $R_r = \left(\frac{\pi}{\lambda} D\right)^2 H$.

Posto allora $R_1 = \frac{\pi^2}{\lambda^2} 80 \overline{A_1 A_2}^2$ con $A_1 A_2 = 2r \sqrt{\left(\frac{D}{2r}\right)^2 - 1}$, si ottengono le seguenti espressioni:

$$L = 4 \log_e \left[\frac{D}{2r} + \sqrt{\left(\frac{D}{2r}\right)^2 - 1}\right] \cdot 10^{-9} \text{ H/cm di lunghezza di 2 fili},$$

$$C = \frac{1}{4 \log_e \left[\frac{D}{2r} + \sqrt{\left(\frac{D}{2r}\right)^2 - 1}\right] \cdot 9 \times 10^{11}} \text{ F/cm di lunghezza di 2 fili},$$

$$R' = \frac{0{,}01455}{r \sqrt{\lambda} \sqrt{1 - \left(\frac{2r}{D}\right)^2}}$$ Ω/cm di lunghezza di 2 fili (espressione della resistenza ohmica unitaria di conduttori di rame, per la lunghezza d'onda λ),

$$R_r = b\, 4 \left[\left(\frac{D}{2}\right)^2 - r^2\right] \Omega$$ (espressione della resistenza di irradiazione, nella quale b è un coefficiente di proporzionalità: $b = \frac{\pi^2}{\lambda^2} \cdot (F \text{ o } G)$; F e G sono funzioni del rapporto $\frac{l}{\lambda}$, valide rispettivamente per linee aperte e linee chiuse (fig. 3)).

Sostituendo questi valori nel sistema di equazioni [2] e risolvendolo nel caso generale di una linea risonante qualsiasi, si perviene alle seguenti relazioni:

$$[3]\quad \begin{cases} D^3 = \dfrac{0{,}01455\, l \left(\dfrac{D}{r}\right)^4}{4\sqrt{\lambda}\cdot b\left[\left(\dfrac{D}{r}\right)^2 - 4\right]^{3/2}} \\[2ex] \dfrac{1{,}5\left(\dfrac{D}{r}\right)\sqrt{\left(\dfrac{D}{r}\right)^2 - 4}}{\left(\dfrac{D}{r}\right)^2 - 8} = \left[1 + \dfrac{4}{\left(\dfrac{D}{r}\right)^2 - 8}\right]\log_e\left[\dfrac{D}{2r} + \sqrt{\left(\dfrac{D}{2r}\right)^2 - 1}\right], \end{cases}$$

a seconda delle quali ci dice, essere il valore ottimo di $\dfrac{D}{r}$ indipendente dal tipo di linea, dalla sua lunghezza, e anche (nel caso di linea chiusa all'estremo in corto circuito) dal modo con cui essa è terminata, se si suppone vera, pure per la sbarra terminale, l'equivalenza con una linea ideale la cui distanza fra gli assi sia (fig. 2):

$$\overline{A_1 A_2} = 2r\sqrt{\left(\frac{D}{2r}\right)^2 - 1}\ .$$

Dalla risoluzione del sistema [3] (tenendo conto che nella prima equazione, per linee in corto circuito, bisogna scrivere $\left(b + \dfrac{\pi^2}{\lambda^2} 80\right)$ al posto di b) (²) si ottiene:

$$[4]\quad \begin{cases} \dfrac{D}{r} = 5{,}25 \\[2ex] D = \dfrac{0{,}135\,\lambda^{5/6}}{\sqrt[3]{\dfrac{\lambda}{l}\left[(F + 80) \text{ oppure } G\right]}}\ . \end{cases}$$

La seconda delle relazioni [4], applicata al caso di una linea risonante in mezz'onda, per la frequenza di 300 MHz $\left(l = \dfrac{\lambda}{2} = 50\ \text{cm}\right)$, dà:

per una linea chiusa: $D = 1{,}08$ cm;
per una linea aperta: $D = 1{,}01$ cm.

(²) Per una linea con l'estremo in corto circuito, si avrebbe:

$$R_{r\,tot} = R_r + R_1 = \frac{\pi^2}{\lambda^2} F\,\overline{A_1 A_2}^2 + \frac{\pi^2}{\lambda^2} 80\,\overline{A_1 A_2}^2 = \frac{\pi^2}{\lambda^2}\overline{A_1 A_2}^2 (F + 80) =$$

$$= \left(b + \frac{\pi^2}{\lambda^2} 80\right)\overline{A_1 A_2}^2\ .$$

6\. - L'aver ammesso che una sbarra terminale di una linea chiusa in corto circuito abbia una resistenza di radiazione data da $R_1 = \frac{\pi^2}{\lambda^2} 80\, \overline{A_1 A_2}^2$ è una supposizione non confortata da nessun logico ragionamento; si può soltanto dire che essa è uno dei possibili valori di R_1, essendo evidentemente (fig. 1):

$$(D - 2r) < \overline{A_1 A_2} < (D + 2r)\,.$$

È necessario pertanto verificare come variano i risultati dati dal sistema [4], variando l'espressione di R_1, posta a base del calcolo. Scartando a priori, e per evidenti ragioni, il limite superiore del campo di variabilità di R_1 (lunghezza del dipolo equivalente alla sbarra terminale uguale a $D + 2r$) si ha il massimo scarto dai risultati espressi dalla [4], supponendo:

$$R_1 = \frac{\pi^2}{\lambda^2} 80\,(D - 2r)^2 = c\,(D - 2r)^2.$$

Dal solito sistema [2], derivando e semplificando, si ottiene allora il seguente sistema di equazioni:

$$[5]\quad \begin{cases} D^3 = \dfrac{0{,}01455\, l \left(\dfrac{D}{r}\right)^4}{4\sqrt{\lambda}\sqrt{\left(\dfrac{D}{r}\right)^2 - 4}\left\{ b\left[\left(\dfrac{D}{r}\right)^2 - 4\right] + c\left(\dfrac{D}{r} - 2\right)^2 \right\}} \\[3ex] \dfrac{1{,}5\,\dfrac{D}{r}\sqrt{\left(\dfrac{D}{r}\right)^2 - 4}}{\left(\dfrac{D}{r}\right)^2 - 8} = \left\{ 1 + \dfrac{4}{\left(\dfrac{D}{r}\right)^2 - 8}\, \dfrac{\left[\left(\dfrac{D}{r}\right)^2 - 4\right]\left[2 + \dfrac{c}{b}\left(\dfrac{D}{r} - 2\right)\right]}{2\left\{\left[\left(\dfrac{D}{2r}\right)^2 - 4\right] + \dfrac{c}{b}\left(\dfrac{D}{r} - 2\right)^2\right\}} \right\} \times \\ \qquad \times \log_e\left[\dfrac{D}{2r} + \sqrt{\left(\dfrac{D}{2r}\right)^2 - 1}\right], \end{cases}$$

la cui risoluzione è impossibile nel caso generale. Ci si limita quindi ad esaminare il caso particolare più sfavorevole dal nostro punto di vista, risolvendo graficamente il sistema per una linea risonante in mezz'onda, in corto circuito. È facile rendersi conto, che questo è il caso più sfavorevole; infatti, confrontando le seconde equazioni dei sistemi [3] e [5], si vede che la loro diversità formale è compendiata in un coefficiente:

$$\frac{\left[\left(\dfrac{D}{r}\right)^2 - 4\right]\left[2 + \dfrac{c}{b}\left(\dfrac{D}{r} - 2\right)\right]}{2\left\{\left[\left(\dfrac{D}{r}\right)^2 - 4\right] + \dfrac{c}{b}\left(\dfrac{D}{r} - 2\right)^2\right\}}$$

che nella [5] moltiplica il termine $\frac{4}{\left(\frac{D}{r}\right)^2 - 8}$, e che questo coefficiente, a parità di $\frac{D}{r}$, è funzione crescente di $\frac{c}{b} = \frac{80}{F}$. La condizione cercata si verificherà quindi nel caso in cui F è minimo, cioè per $l = \frac{\lambda}{2}$, come risulta dai grafici di F (fig. 3).

Dal sistema [5] per $\lambda = 100$ cm, $l = 50$ cm $= \frac{\lambda}{2}$, otteniamo:

$$\begin{cases} \frac{D}{r} = 3,72 \\ D = 1,43 \end{cases}$$

valori che si discostano già, rispettivamente del 65% e del 35%, da quelli trovati per la stessa linea, con le indicazioni di calcolo del paragrafo precedente.

Possiamo dunque asserire che i risultati di calcolo, nel caso di una linea risonante in corto circuito, sono critici per l'ipotesi ammessa per la resistenza R_1.

7. — Viene allora spontanea l'idea di controllare anche l'effetto delle connessioni, dato che una linea non può mai considerarsi un elemento a sè, ma va connessa agli organi eccitatori e a quelli alimentati, con collegamenti, la cui lunghezza è, entro certi limiti, funzione delle sue dimensioni.

Se tali collegamenti sono posti in un ventre di corrente della linea, se cioè essa è, per esempio, costituita per funzionare come un elemento risonante in serie, si può pensare che la loro influenza, essendo simile a quella della sbarra terminale di una linea in corto circuito, possa, in qualche caso, modificare sensibilmente i risultati.

Si è considerato il caso specifico di una linea in mezz'onda, aperta, collegata agli organi eccitatori in un ventre di corrente, e si sono supposti i collegamenti di lunghezza $l_1 = (D - 2r)$. I valori ottimi risultano allora i seguenti: $\frac{D}{r} = 4,7$, $D = 0,915$; non molto diversi da quelli ottenuti trascurando l'effetto dei collegamenti.

Con le stesse ipotesi, e per una linea in mezz'onda chiusa in corto circuito, calcolata con le condizioni specificate al n. 4 della tabella, si sono invece ottenuti i risultati: $\frac{D}{r} = 4,6$, $D = 0,965$.

8. - Ci sembra che le considerazioni svolte siano servite a chiarire la validità dei calcoli di massimo Q nei vari casi, così da permettere al progettista di scegliere le ipotesi più opportune per il suo particolare

problema. Si ritiene il rapporto 5,25, trovato per $\frac{D}{r}$, più prossimo alla realtà di quello 6,19 dato da Reukema. Per quanto riguarda il valore di D, si ricorda ancora che esso è stato definito con l'ipotesi fondamentale di ritenere lungo la linea un sistema d'onde stazionarie. Per linee risonanti caricate, come potrebbero essere le linee di placca di un oscillatore o amplificatore di potenza, le formule che dànno D non hanno più alcun significato, mentre, anche per questi casi, rapporti di $\frac{D}{r}$ compresi tra 4 e 5,5 possono ritenersi buoni.

Ringrazio vivamente il professore G. Vallauri e il dottore E. Fubini-Ghiron, che mi hanno consigliato e guidato nel lavoro.

Torino, giugno 1938-XVI.

Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris.

PROVE CON SISTEMI OTTICI ELETTRONICI MAGNETICI

SANTE MALATESTA

Vengono studiate sperimentalmente le proprietà dei sistemi ottici elettronici magnetici con particolare riguardo alle loro aberrazioni; viene descritta la costruzione di una lente sottile magnetica e di un microscopio elettronico.

1. - Generalità.

È noto che un campo magnetico a simmetria assiale agisce sulle traiettorie degli elettroni come un sistema diottrico centrato agisce sulla luce (1): esso ha due fuochi, due piani principali e segue la legge dell'ottica geometrica. Tuttavia l'imagine appare ruotata di un certo angolo rispetto all'oggetto; inoltre i sistemi ottici magnetici sono sempre convergenti, poichè l'inversione del campo non porta, come conseguenza, altro che la rotazione dell'imagine in senso inverso. Le distanze focali sono direttamente proporzionali alla velocità degli elettroni e inversamente all'intensità del campo magnetico.

I sistemi magnetici, mentre presentano in confronto con i sistemi elettrostatici una notevole difficoltà ad essere trattati teoricamente, possono essere costruiti con relativa facilità; potendo essere posti all'esterno del tubo in cui si muovono gli elettroni, è facile la verifica sperimentale delle loro proprietà.

2. - Dispositivo sperimentale.

Qualunque bobina, percorsa da una corrente di opportuna intensità, avvolta attorno a un tubo di Braun, produce una concentrazione degli elettroni e, in condizioni opportune, può dar luogo a una imagine elettronica.

(1) R. Sartori: A. F., 1938, VII, p. 292.

Abbiamo eseguito esperienze in questo senso usando uno speciale tubo di Braun (fig. 1), che è stato costruito interamente in metallo, allo scopo di eliminare effetti elettrostatici dovuti alle cariche che si formano sul vetro e per uniformarsi alla tecnica di costruzione del micro-

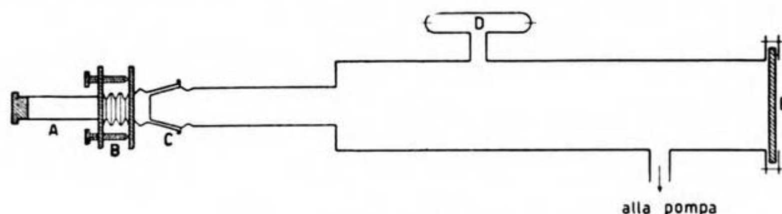


Fig. 1. — Schema del tubo di Braun usato nelle esperienze sui sistemi ottici elettronici magnetici.

scopio elettronico. La sorgente degli elettroni, *A*, è un tubo di scarica in vetro, a gas rarefatto e con catodo di alluminio, collegato al corpo dell'apparecchio mediante un cono metallico *C*; fra il tubo di vetro e il cono è interposto un tubo metallico flessibile *B* in tombak che, con l'aiuto di tre viti, permette di centrare il fascio catodico. All'estremità del tubo

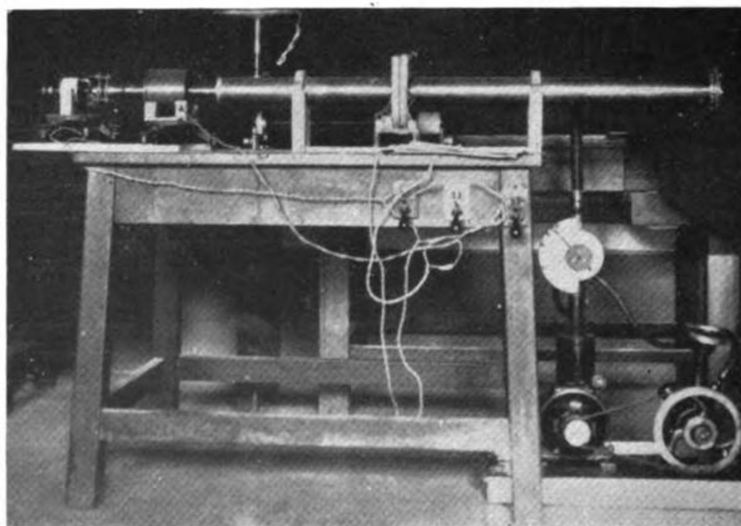


Fig. 2. — Dispositivo sperimentale adoperato.

di Braun, che complessivamente è lungo 160 cm, fra due flange di ottone è fissato uno schermo fluorescente *E*, di vetro, e mediante guarnizione in gomma si ottiene una buona tenuta di vuoto. Lo schermo è stato preparato sospendendo la sostanza fluorescente, ridotta in polvere finissima,

in acqua distillata contenente in soluzione gomma arabica, e lasciandola depositare su una lastra di vetro; sono state usate come sostanze fluorescenti la willemite e il tungstato di calcio, allo stato di minerali cristallini.

Nel tubo viene fatto il vuoto con una pompa a vapore di mercurio, che deve rimanere attaccata all'apparecchio durante tutto il funzionamento, a causa delle inevitabili emissioni di gas da parte del metallo. Il grado di vuoto si misura approssimativamente mediante uno spinterometro *D*, in comunicazione col tubo metallico.

L'alimentazione del tubo di Braun è ottenuta con una macchina elettrostatica del tipo Töpler a 56 dischi; la tensione è livellata da un apposito filtro. Il tubo metallico è collegato alla terra e funge da anodo. Nella fig. 2 è riprodotta l'apparecchiatura che è stata adoperata per le esperienze.

3. - Formazione di una imagine elettronica.

Con una tensione di 20 o 30 kV e con opportuno grado di vuoto, si originano nel tubo di Braun i raggi catodici, che illuminano tutto lo schermo fluorescente. Circondando il tubo di ottone, per esempio nella parte centrale, con una bobina di poche centinaia di spire di filo grosso,

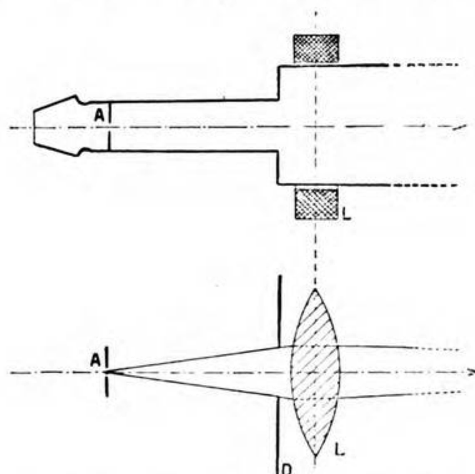


Fig. 3. — Sistema ottico elettronico magnetico diaframmato e corrispondente sistema per la luce.

percorsa da una corrente di qualche ampere, si vede sullo schermo una notevole concentrazione del fascio elettronico. Il campo magnetico della bobina ha, quindi, la proprietà di lente condensatrice o, come comunemente si dice, è un « condensatore ».

Ponendo nell'interno del tubo (fig. 3), in prossimità del catodo, uno schermo metallico *A* con un forellino centrale, con la stessa bobina *L*

posta all'inizio della parte del tubo di diametro maggiore, per un determinato valore della corrente si ottiene sullo schermo l'imagine elettronica del foro.

In queste condizioni l'oggetto (foro nello schermo) è sull'asse del sistema ottico e il fascio è di piccola apertura poichè è diaframmato dalla parte di diametro più piccolo del tubo di Braun stesso; perciò l'imagine è priva di aberrazioni. Ma queste possono essere osservate con grande facilità mettendo l'oggetto e il sistema ottico nelle stesse condizioni in cui si ottengono le aberrazioni di un sistema diottrico centrato ordinario.

4. - Aberrazioni dei sistemi ottici elettronici magnetici.

Aberrazione di sfericità. - Nei sistemi diottrici ordinari, quando l'oggetto puntiforme è sull'asse ottico e il fascio luminoso è di grande apertura, non corrisponde all'oggetto un sol punto coniugato poichè, dopo la rifrazione, i raggi parassiali si concentrano in punti più lontani dalla lente dei raggi marginali; non si ha un fuoco ma una caustica focale della forma indicata nella fig. 4, costituita dall'inviluppo dei raggi rifratti e dall'insieme dei punti coniugati dell'oggetto, corrispondenti a coni di

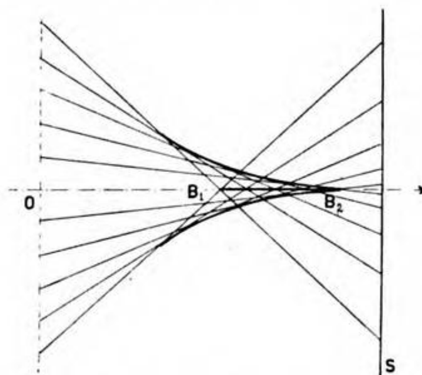


Fig. 4. — Caustica focale di un sistema ottico non diaframmato.

raggi di diversa apertura; in conseguenza di ciò, sullo schermo S, invece dell'imagine dell'oggetto, appare una sezione normale della caustica; quando lo schermo S è posto a sinistra di B_1, si osserva un anello luminoso, quando è posto fra B_1 e B_2, si osserva lo stesso anello con una macchia luminosa centrale e infine se lo schermo è posto in B_2 si osserva la sola macchia luminosa centrale, la quale va poi allargandosi e sfumando, quando si porti lo schermo a destra di B_2.

Tale fenomeno costituisce l'aberrazione di sfericità, e si osserva in modo perfettamente analogo nei sistemi ottici elettronici magnetici. Per avere un fascio elettronico di grande apertura il diaframma A, col foro

centrale, è posto all'estremità del tubo di diametro più piccolo e la bobina L nel centro del tubo grosso (fig. 5). Con nessun valore della corrente circolante nella bobina si riesce, allora, ad ottenere sullo schermo l'imagine geometrica dell'oggetto.

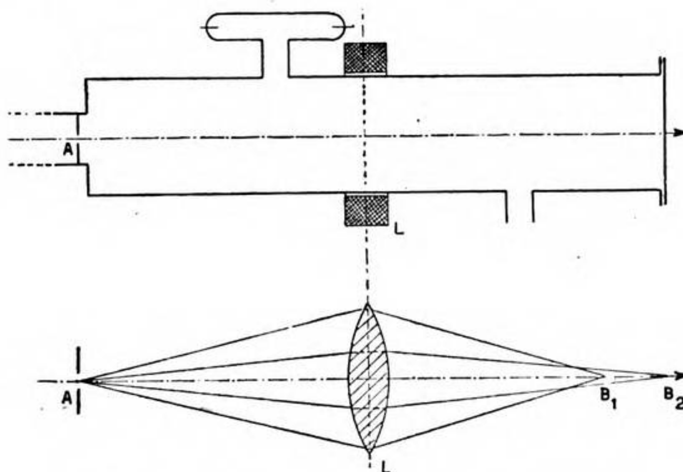


Fig. 5. — Sistema ottico elettronico magnetico non diaframmato e corrispondente sistema per la luce.

Per riprodurre esattamente l'esperienza che si fa con la luce, bisognerebbe tenere fisso il valore della corrente circolante nella bobina, in modo da avere un sistema ottico ben definito, e spostare lo schermo fluorescente lungo l'asse ottico. Non essendo ciò possibile nel dispositivo adoperato, si varia la distanza focale del sistema, in modo da spostare la caustica lungo l'asse ottico; si osservano allora sullo schermo fluorescente le stesse imagini descritte per i sistemi diottrici ordinari e, precisamente,



Fig. 6. — Aberrazione di sfericità.



Fig. 7. — Coma.

con l'aumentare della corrente, a partire da valori convenientemente piccoli (cioè diminuendo la distanza focale), la caustica viene tagliata sempre più vicina alla punta e appaiono sullo schermo, successivamente, l'anello brillante, poi l'anello brillante con la macchia luminosa centrale e infine la sola macchia luminosa. La fig. 6 mostra l'anello con la macchia centrale; l'anello non è completo e la macchia non ne occupa il centro a causa di una dissimetria nelle condizioni geometriche dell'esperienza.

Coma. - È un'aberrazione che si manifesta quando la sorgente puntiforme è fuori dell'asse e il fascio è aperto. Sostituendo al diaframma *A* (fig. 5) col foro centrale, che costituisce l'oggetto, un diaframma con un foro alla periferia, il fascio è aperto e l'oggetto è fuori dell'asse. Sullo schermo appare un'imagine (fig. 7) assai diversa dall'oggetto, in tutto simile all'imagine che si ottiene, nelle stesse condizioni, con un sistema diottrico ordinario.

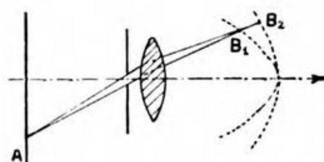


Fig. 8. — Sistema ottico diaframmato; oggetto fuori dell'asse ottico.

Astigmatismo. - Questa aberrazione si presenta quando la sorgente puntiforme è fuori dell'asse, ma il fascio, a differenza del caso precedente, è sottile (fig. 8). Si ottengono queste condizioni, ponendo il diaframma del caso precedente in prossimità del catodo e la bobina all'inizio del tubo più largo, così che il fascio è diaframmato dal tubo stesso; appare,



Fig. 9. — Le focali di Sturm e il cerchio di aberrazione minima.

allora, sullo schermo, per un determinato valore della corrente, una lineetta luminosa; variando la corrente, appare successivamente un dischetto poco luminoso e infine una lineetta analoga alla prima ma esattamente perpendicolare ad essa. Le tre imagini, fotografate con tre pose successive sulla stessa lastra, sono riprodotte nella fig. 9. Le lineette

sono le ben note focali di Sturm e la macchia luminosa è il circolo di aberrazione minima.

Analogamente a quanto si è visto per l'aberrazione di sfericità, bisogna notare che l'esperienza descritta non fa esattamente vedere le focali di uno stesso sistema ottico; infatti, esse potrebbero essere rivelate soltanto spostando lo schermo lungo il cammino del fascio elettronico; variando, invece, la corrente circolante nella bobina, si formano tre sistemi ottici elettronici diversi, l'uno dei quali produce sullo schermo la sua prima focale, l'altro la seconda e, infine, un terzo il cerchio di aberrazione minima. L'esperienza, ad ogni modo, è di grande evidenza.

Analogamente al caso dell'ottica ordinaria, l'astigmatismo deve portare come conseguenza la curvatura del campo (fig. 8).

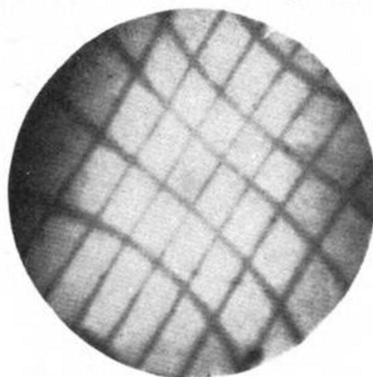


Fig. 10. — Distorsione a cuscinetto.

Distorsione. - Quando la sorgente luminosa è estesa, l'ingrandimento di un sistema ottico non è lo stesso per tutti i punti del piano oggetto, ma dipende dalla distanza di questi dall'asse. Ciò si verifica con i sistemi ottici magnetici, sostituendo al diaframma forato una reticella metallica a maglie regolari, opportunamente sostenuta nell'interno del tubo stretto. L'immagine che si ottiene per una certa posizione della lente è data dalla fig. 10; è completa l'analogia con la distorsione « a cuscinetto » dell'ottica ordinaria.

Si sono così verificate sperimentalmente per i sistemi ottici elettronici magnetici tutte le aberrazioni dell'ottica geometrica.

5. - Lenti magnetiche sottili.

Quando il campo magnetico è limitato a una regione molto piccola in confronto alla distanza focale, i piani principali del sistema ottico si avvicinano fino a confondersi in uno solo, e il sistema diviene una lente sottile magnetica in tutto analoga alle lenti sottili per la luce.

Per ottenere tali campi magnetici, limitati a un piccolo tratto del percorso degli elettroni, la bobina viene racchiusa in un'armatura di

ferro dolce nel modo indicato nella fig. 11, in modo che il flusso si abbia principalmente in corrispondenza della stretta apertura anulare che interrompe nell'interno lo schermo.

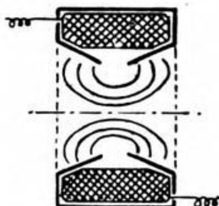


Fig. 11. — Schema di una lente elettronica magnetica sottile.

Con questo criterio è stata costruita una lente magnetica sottile per la quale sono state verificate le principali leggi delle lenti sottili ordinarie.

Essendo opportuno, per eseguire le prove, che la lente possa spostarsi per un certo tratto lungo il cammino degli elettroni, la schermatura è fatta in forma leggermente diversa da quella indicata sopra; precisamente (fig. 12), essa è composta di un'armatura di ferro dolce *A*, esterna al tubo, la quale racchiude la bobina e limita l'uscita del flusso in corrispondenza di una piccola regione *B* costituita da un anello di ottone posto all'estremità della bobina, e di due espansioni polari, *C* e *D*, pure in ferro dolce, poste nell'interno del tubo, le quali servono a rendere ancora più stretto il campo; tali espansioni polari possono considerarsi come il prolungamento dell'armatura esterna, non producendo inconvenienti il tubo di ottone *E* interposto; quando nella bobina circola corrente, le espansioni polari sono fortemente attratte dall'armatura esterna, così che la lente può essere spostata facilmente dall'esterno.

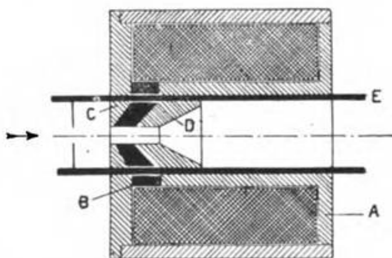


Fig. 12. — Lente elettronica magnetica sottile usata nelle esperienze.

La bobina è costituita da un avvolgimento di 3000 spire di filo di rame smaltato del diametro di 0,5 mm; la corrente che vi circola è di circa 1 ampere e viene regolata mediante un reostato in serie all'avvolgimento. La configurazione del campo magnetico è stata verificata col

metodo degli spettri magnetici ed è riprodotta nella fig. 13. Per la speciale forma della schermatura e dei pezzi polari, la lente è localizzata all'estremità della bobina, così che può essere avvicinata molto all'oggetto, per ottenere forti ingrandimenti.

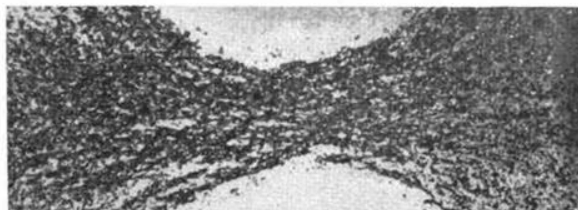


Fig. 13. — Spettro magnetico della lente elettronica magnetica sottile.

Sono state eseguite prove con questa lente usando come oggetto una tela metallica le cui maglie hanno all'incirca i lati di 0,1 mm. Essa è fissata fra due dischetti metallici, che hanno un foro centrale di 2 mm di diametro, posti nell'interno del tubo di Braun nella immediata vicinanza della lente. La messa a fuoco si compie mediante il reostato in serie con l'avvolgimento. Essendo l'oggetto praticamente sull'asse ottico e la lente fortemente diaframmata dalle sue espansioni polari, il sistema ottico è sensibilmente privo di aberrazioni e l'imagine che appare sullo schermo è molto nitida. L'ingrandimento si varia avvicinando più o meno la lente all'oggetto. Supposto che il centro ottico O della lente cada nel punto di mezzo dell'anello in corrispondenza di cui esce il flusso (fig. 14), spostando lente ed oggetto, si verifica facilmente che:

$$\frac{1}{p_1} + \frac{1}{q_1} = \frac{1}{p_2} + \frac{1}{q_2} = C .$$

La costante C indica l'inverso della distanza focale della lente magnetica, per un determinato valore della corrente che circola nell'avvolgimento.

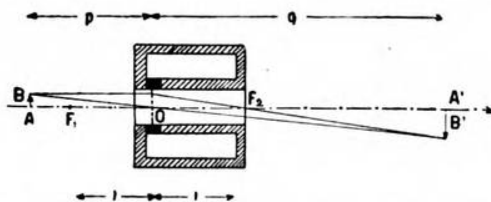
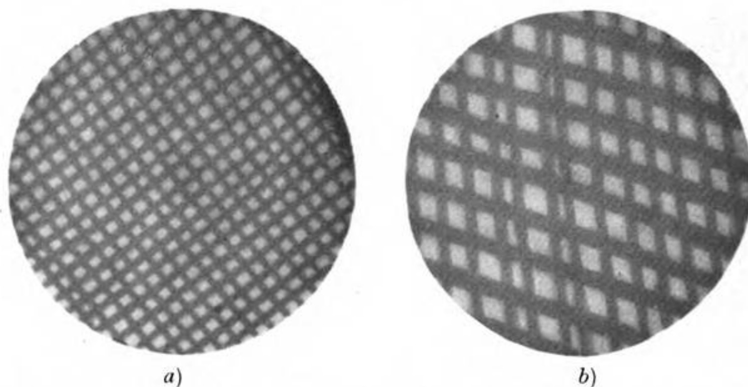


Fig. 14. — Formazione delle imagini con lenti elettroniche magnetiche sottili.

Essendo le imagini così ottenute poco luminose a causa della piccola intensità del fascio elettronico che colpisce l'oggetto, con una nuova lente posta fra il catodo e l'oggetto, si concentra il fascio catodico su di questo; tale lente, che ha la stessa funzione del condensatore di Abbe

dei comuni miscroscopi, è costituita da un grosso avvolgimento di qualche migliaio di spire, non schermato.

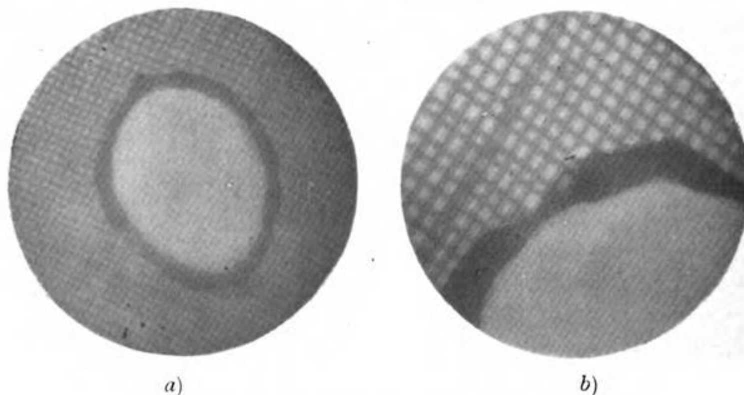
Le fig. 15 *a* e 15 *b* mostrano due imagini elettroniche della tela metallica, con diversi ingrandimenti, ottenute col sistema descritto.



a) *b*)

Fig. 15. — Imagini elettroniche di una tela metallica con diversi ingrandimenti.

Quando si usa il condensatore, il fascio catodico bombarda così energicamente la tela metallica che, se il funzionamento è prolungato, può anche fonderla; la fig. 16 *a* mostra, appunto, l'imagine elettronica di una tela metallica fusa dagli elettroni dopo un prolungato funziona-



a) *b*)

Fig. 16. — Imagini elettroniche di una tela metallica fusa dal bombardamento elettronico.

mento, mentre la fig. 16 *b* ne dà un particolare ingrandito elettronicamente. In conseguenza del forte riscaldamento la tela metallica si è anche contorta e l'imagine, non più perfettamente a fuoco, risulta meno nitida.

6. - Microscopio elettronico.

Il sistema del tubo di Braun, della lente magnetica e del condensatore, è un esempio di microscopio elettronico, corrispondente al microscopio semplice dell'ottica ordinaria. Un vero e proprio microscopio elettronico si ottiene facendo formare l'imagine elettronica, invece che sullo schermo, in prossimità del piano focale di una seconda lente elettronica. Il sistema è analogo al microscopio ordinario; la prima lente corrisponde all'obiettivo e la seconda all'oculare, con la differenza, però, che mentre l'oculare dà un'imagine virtuale dell'oggetto, la lente elettronica dà un'imagine reale sullo schermo (fig. 17).

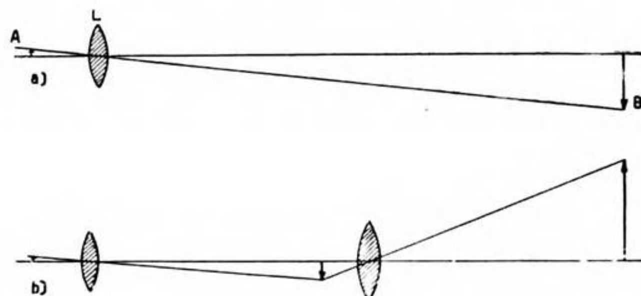
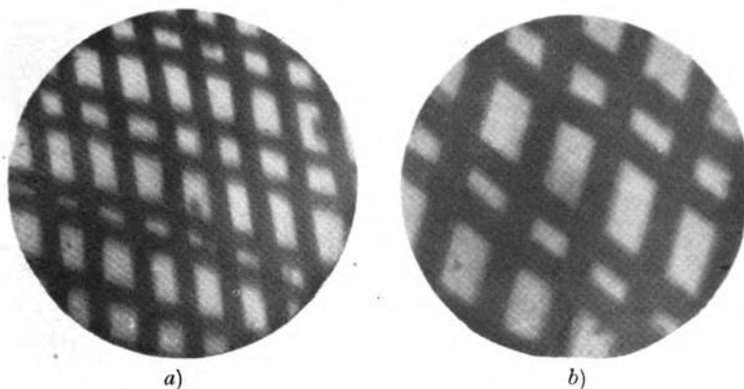


Fig. 17. — Sistemi ottici: *a*) del microscopio semplice; *b*) del microscopio composto.

Sono state eseguite prove usando come seconda lente un avvolgimento sensibilmente piatto, di grosso filo di rame, non schermato, posto nel mezzo del tubo di Braun. In corrispondenza della lente, nell'interno del tubo sono posti diaframmi che limitano l'apertura della lente.



a) *b*)

Fig. 18. — Imagini di una tela metallica ottenute col microscopio elettronico: *a*) ingrandimento 150 diametri; *b*) ingrandimento 200 diametri.

Non essendo la seconda lente schermata, la sua distanza focale non può essere ridotta molto piccola e non si possono, perciò, ottenere forti ingrandimenti; il sistema è, però, privo di aberrazioni sensibili. Le fig. 18 *a* e 18 *b* dànno l'imagine elettronica della solita tela metallica con ingrandimento di 150 e 200 diametri circa.

Sono notevoli la facilità di funzionamento dell'apparecchio e la sua elasticità d'impiego. Infatti, mentre nel microscopio ordinario, per variare l'ingrandimento, occorre cambiare obiettivo ed oculare, nel miscroscopio elettronico, con la semplice regolazione dei due reostati, si creano tutte le combinazioni di obiettivi ed oculari che occorrono.

L'autore ringrazia il prof. L. Pucciante e gli Assistenti dell'Istituto di Fisica dell'Università di Pisa per il loro interessamento al lavoro e per i consigli ricevuti.

Livorno - R. Istituto Elettrotecnico e delle Comunicazioni della Marina.

LETTERE AL DIRETTORE

Considerazioni sulla sincronizzazione degli oscillatori.

Si determinano con un semplice calcolo le zone di sincronizzazione di un particolare oscillatore a rilasciamento.

L'argomento della sincronizzazione degli oscillatori è attualmente molto studiato, ma, se lo si vuol esaminare dal punto di vista della teoria non lineare delle oscillazioni, presenta gravi difficoltà analitiche.

Contributi molto interessanti in proposito sono comparsi recentemente nella letteratura (1) (2). *Il Carrara, abbandonando la via tradizionale, ispirata a concezioni puramente analitiche, è riuscito ad ottenere notevolissimi risultati mediante la sapiente utilizzazione di nuove concezioni fisiche. Il Rocard invece si è riferito ad un caso particolare di oscillatore non lineare e, per esso, ha potuto dare la forma analitica completa della soluzione. I risultati ottenuti dall'esame del secondo caso e la apparente analogia di alcune conclusioni mi fanno pensare non sia del tutto inutile comunicare alcune considerazioni che si riferiscono ad un altro caso particolare: quello degli oscillatori a denti di sega in uso per gli assi dei tempi degli oscillografi catodici. La elementare semplicità, con cui si può trattare questo caso, da una parte fa pensare come molto probabile che quanto segue sia già noto, dall'altra può rendere interessante il risultato.*

Supponiamo di considerare un oscillatore a denti di sega lineari, ottenuti, ad esempio, con lo schema di figura 1 (analoghe considerazioni si potrebbero fare per altri dispositivi elettronici a scatto); T è un triodo a vapori di mercurio (tiratron) sulla griglia del quale viene portata una tensione sincronizzante $\mathcal{V}_g$ sen ωt *in aggiunta ad una polarizzazione fissa* V_g. *Si tenga conto che, nel piano* (v_g, v_a), *la linea che divide la zona in cui il tubo è innescato, da quella in cui è spento, è una retta; si può scrivere allora che la tensione anodica per cui si ha innesco, eguale a* V_o *in assenza di tensione sincronizzante, diventa, quando questa è presente:*

$$V_o - k\,\mathcal{V}_g \operatorname{sen} \omega t = V_o\left(1 - \frac{k\,\mathcal{V}_g}{V_o} \operatorname{sen} \omega t\right).$$

Il coefficiente k dipende dal tubo usato; nel tubo RCA 885 vale circa 10.

(1) N. Carrara: A. F., 1938, VII, p. 148.
(2) Y. Rocard: Onde Él., 1937, XVI, p. 397.

Detta τ una differenza di fase (nel tempo) generica, la tensione ai capi di C (fig. 1) cresce linearmente con t secondo la legge:

$$v = \frac{I_o}{C}(t + \tau)$$

e si ha scatto nell'istante t_o in cui si verifica che:

$$(I_o/C)(t_o + \tau) = V_o \left(1 - \frac{k\mathcal{V}_g}{V_o} \text{ sen } \omega t_o\right).$$

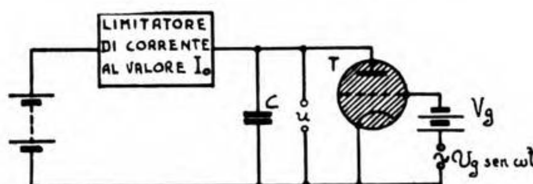


Fig. 1. — Schema semplificato di oscillatore a denti di sega lineari: *u* - morsetti di uscita.

Chiameremo d'ora in avanti «frequenza propria» dell'oscillatore quella cui esso darebbe origine, in assenza di tensioni sincronizzanti; indichiamo questa frequenza propria con f'. Se si ricorda che $\frac{I_o}{Cf'} = V_o$, si trova che l'equazione in t_o che fornisce l'istante dello scatto diventa:

[1] $$f'(t_o + \tau) = 1 - \frac{k\mathcal{V}_g}{V_o} \text{ sen } \omega t_o \quad (^3).$$

In condizioni di regime e di demoltiplicazione di ordine n la distanza $t_o + \tau$ fra i vari scatti è costante ed eguale a n volte il periodo $T = 1/f$ della tensione sincronizzante. Se si pone $\omega = 2\pi f$, si ha dunque regime permanente quando $t_o + \tau = nT$; vale a dire quando:

$$\omega\tau + \omega t_o = 2n\pi.$$

(3) Nessun cambiamento sostanziale si avrebbe se, ammettendo che il condensatore C non si scarica completamente, si ponesse, detta V_r la tensione residua:

$$v = V_r + \frac{I_o}{C}(t + \tau).$$

Si dedurrebbe successivamente:

$$f' = \frac{I_o}{C(V_o - V_r)}$$

$$\frac{I_o}{C}(t_o + \tau) = (V_o - V_r) - k\mathcal{V}_g \text{ sen } \omega t_o$$

[1'] $$f'(t_o + \tau) = 1 - \frac{k\mathcal{V}_g}{V_o - V_r} \text{ sen } \omega t_o.$$

La [1'], a parte un inessenziale cambiamento di V_o in $(V_o - V_r)$, è sostanzialmente eguale alla [1].

Questa, sostituita in [1], fornisce infine (4) *la:*

[2] $$\frac{nf'}{f} = 1 + \frac{k\,\mathcal{V}_g}{V_0}\,\text{sen}\,\omega\tau\,,$$

da cui si possono trarre le considerazioni conclusive:

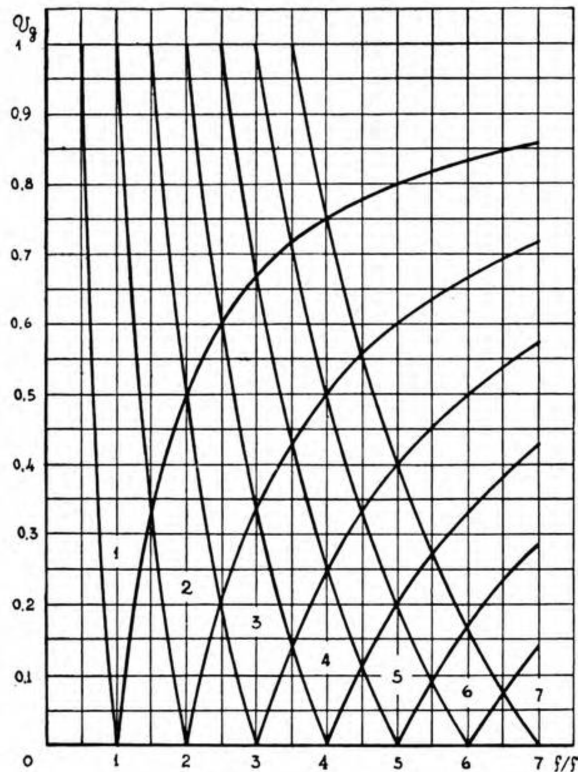


Fig. 2. — Zone di sincronizzazione. In ascisse è portato il rapporto tra la frequenza della tensione sincronizzante e la frequenza propria dell'oscillatore, in ordinate è portata la tensione di sincronizzazione misurata in unità opportune (vedi il testo).

1) La tensione sincronizzante e quella dell'oscillatore sincronizzato hanno una differenza di fase (angolare) $\omega\tau$ *che è fissata dalla [2]; questa differenza*

---

(4) Infatti:

$$f'\,\frac{2\,n\,\pi}{\omega} = 1 - \frac{k\,\mathcal{V}_g}{V_0}\,\text{sen}\,(2\,n\,\pi - \omega\tau)\,,$$

da cui:

$$n\,\frac{f'}{f} = 1 - \frac{k\,\mathcal{V}_g}{V_0}\,\text{sen}\,(-\,\omega\tau)\,.$$

di fase dipende tra l'altro dal valore di f' e varia perciò se (per eventuali instabilità nei valori di I_0, V_0, C) la frequenza propria dell'oscillatore sincronizzato varia.

2) Perchè si possa avere sincronizzazione, è necessario (e si verifica facilmente che è anche sufficiente) che:

$$\left| \text{sen}\, \omega \tau \right| = \left| \left(\frac{nf'}{f} - 1 \right) \left(\frac{k\, V_g}{V_0} \right)^{-1} \right| \leq 1 . \qquad [3]$$

La [3] permette di calcolare le zone di sincronizzazione. Perchè la rappresentazione di queste risulti più espressiva, supponiamo di misurare $\mathcal{V}_g$ prendendo $\frac{k}{V_0}$ come unità di misura. Si ottiene così la figura 2 in cui si

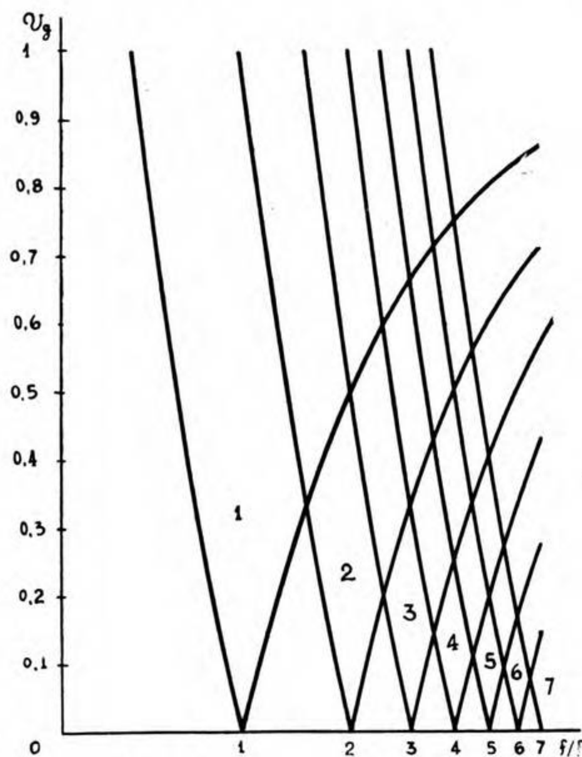


Fig. 3. — Analoga alla figura 2 ma in scala logaritmica per le ascisse. Si vede che la larghezza delle zone di sincronizzazione decresce percentualmente al crescere del rapporto di demoltiplicazione.

è portato in ascisse il rapporto f/f', in ordinate $\mathcal{V}_g$ e si sono disegnate e distinte con i numeri 1, 2, 3,... le zone in cui si può avere demoltiplicazione

rispettivamente di ordine 1, 2, 3,... (*posto* $x = \frac{f}{f'}$, $y = \mathcal{V}_g$, *si vede facilmente che le curve della figura* 2 *sono iperboli equilatere che hanno tutte un asintoto comune: l'asse y; l'altro asintoto è diverso per le due famiglie* (5) *di iperboli, ma è eguale per tutte le curve di una famiglia e per tutte parallelo all'asse x*). *Con scala logaritmica per le ascisse* (*fig.* 3) *risulta più chiaro che la larghezza percentuale delle zone di sincronizzazione decresce con l'aumentare dell'ordine di demoltiplicazione.*

La figura 2 *ha notevoli analogie, per* $\mathcal{V}_g$ *piccolo e rapporti di sincronizzazione maggiori dell'unità, con la analoga di Rocard, dedotta, come si è detto, in condizioni del tutto diverse. Notevoli differenze si hanno invece nella zona delle tensioni di sincronizzazione elevate. Negli oscillatori a denti di sega, per esempio, si ha la possibilità, come si vede dalla figura* 2, *elevando sufficientemente la tensione, di far sincronizzare senza demoltiplicazione l'oscillatore sulla stessa frequenza della tensione sincronizzante, per quanto questa sia lontana dalla frequenza propria dell'oscillatore sincronizzato. Secondo Rocard ciò sarebbe impossibile.*

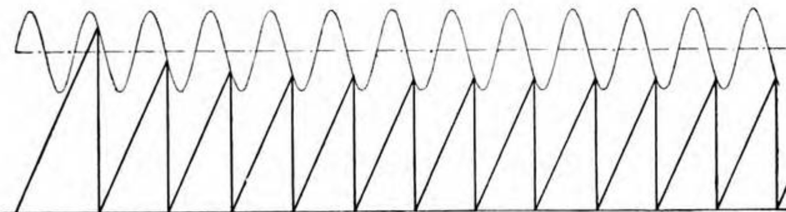


Fig. 4. — Fenomeno transitorio di un oscillatore che si sincronizza sopra una frequenza che dista del 20% da quella che gli sarebbe propria.

Con metodo grafico, semplicissimo ed evidente, ispirato a considerazioni analoghe a quelle svolte, si può, come è noto (6), *disegnare l'andamento in regime transitorio e permanente della tensione ai capi di C nei vari casi. Nelle figure* 4 *e* 5 *sono due esempi, calcolati con la stessa tensione sincronizzante. Nel primo caso l'oscillatore, se fosse libero, avrebbe una frequenza propria che disterebbe del* 20% *da quella sincronizzante; nel secondo caso, invece, la sua «frequenza propria» f' dista circa del* 50% *dalla metà della*

(5) Una famiglia corrisponde all'equazione:

$$\frac{n}{x} - 1 = y ,$$

l'altra all'analoga:

$$1 - \frac{n}{x} = y .$$

(6) F. E. TERMAN: Measurements in radio engineering - McGraw-Hill, New York, 1935, p. 322.

frequenza f della tensione sincronizzante; è cioè $f' \simeq (2/3) f$; l'ampiezza di questa non è tuttavia sufficiente in tali condizioni a stabilire e mantenere il sincronismo.

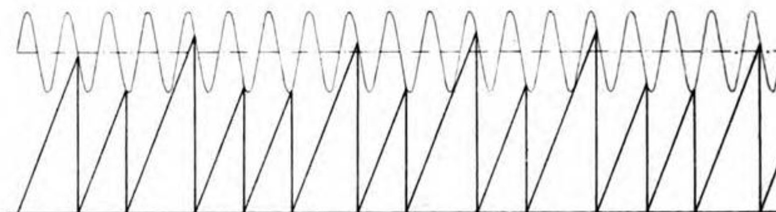


Fig. 5. — Fenomeno transitorio di un oscillatore in cui la tensione sincronizzante (a una frequenza eguale a 3/2 circa della frequenza propria dell'oscillatore) è insufficiente a stabilire ed a mantenere il sincronismo.

Una verifica sperimentale delle deduzioni fatte sin qui le ha confermate in modo qualitativo. L'accordo quantitativo non è perfetto (le curve che limitano le zone di sincronizzazione differiscono dall'iperbole teorica di più e meno il 20%, nel campo delle basse tensioni di sincronizzazione; nel campo delle tensioni elevate è più difficile ottenere risultati concreti, data la possibilità di coesistenza di vari rapporti di demoltiplicazione). Ciò si può spiegare, tra l'altro, ricordando che qui si è considerato nullo il tempo occorrente per la scarica di C. Ovvie modificazioni dei calcoli esposti permetterebbero di tenere conto di questo elemento, che modificherebbe evidentemente le conclusioni cui siamo giunti, in misura tanto maggiore quanto più elevata è la frequenza di lavoro.

Torino, giugno 1938-XVI.

Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris.

EUGENIO FUBINI-GHIRON.

RECENSIONI

ACUSTICA APPLICATA ED ELETTROACUSTICA.

J.-G. HELMBOLD — **Ricerche oscillografiche sui transienti degli altoparlanti.** (A. Z., settembre 1937, II, 5, pag. 256-261, con 8 fig.).

Scopo della ricerca è di determinare la durata del periodo transitorio per tutta la gamma di frequenze. L'altoparlante è posto, con uno schermo, nell'intelaiatura di una finestra; il microfono è all'esterno. Il transiente viene rivelato con tubo catodico.

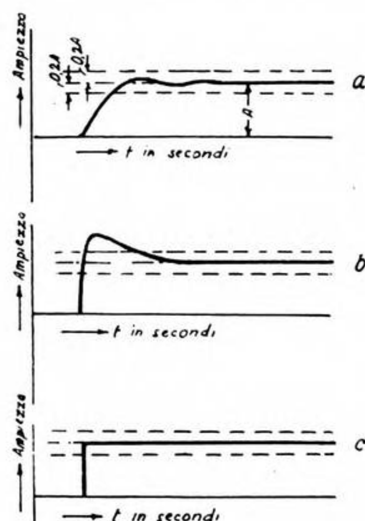


Fig. 1.

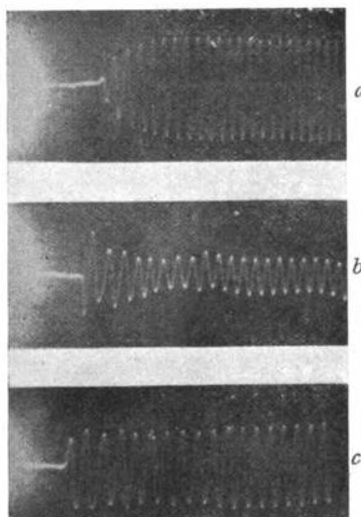


Fig. 2.

Fig. 1. — Schema dei transienti:
a) frequenza applicata corrispondente a un massimo;
b) frequenza applicata corrispondente a un minimo;
c) frequenza applicata corrispondente a una zona piana.

Fig. 2. — Esempio oscillografico dei tre tipi di transienti di un altoparlante dinamico:
a) 3200 Hz, massimo;
b) 1800 Hz, minimo;
c) 2250 Hz, in una zona piana.

Si possono distinguere transienti provocati da suoni aventi una frequenza prossima ad una frequenza propria di risonanza dell'altoparlante

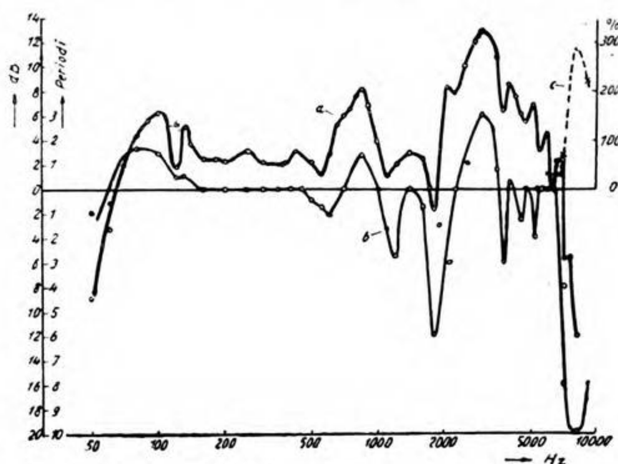


Fig. 3. — Diagrammi relativi ad un altoparlante dinamico a cono.

o al contrario lontano da simili punti; per entrambi i casi c'è poi da distinguere se l'altoparlante lavora in zona di linearità o di non linearità.

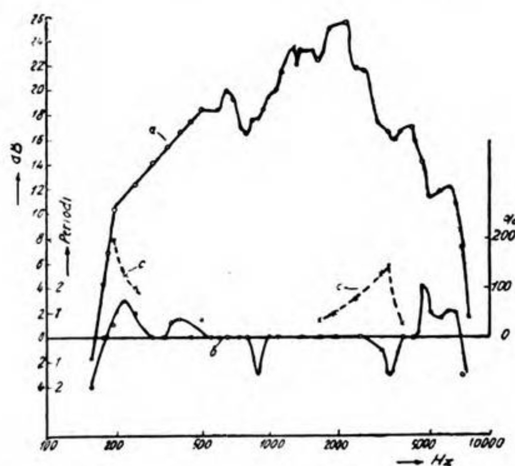


Fig. 4. — Diagrammi relativi ad un altoparlante a tromba.

Limitandosi a considerare il caso di funzionamento lineare, l'altoparlante emette durante il transiente la frequenza che gli è stata applicata od una frequenza molto prossima; differisce soltanto la curva inviluppo (fig. 1 e 2)

a seconda che la frequenza del suono applicato corrisponde ad un punto di massimo, di minimo o di andamento piano della curva di risposta. Il risultato coincide con quanto poteva aspettarsi dalla teoria dei sistemi con risonanze multiple.

Per il rilievo dei diagrammi di fig. 3 e fig. 4 si è considerato che il transiente fosse praticamente terminato quando l'ampiezza dell'oscillazione si veniva a trovare entro $\pm$ 20 % del valore stazionario. Se il transiente raggiunge il valore a regime aumentando regolarmente, il transiente viene considerato positivo, se invece, superato il valore a regime, discende poi verso di questo, è considerato negativo. Se la frequenza applicata è molto distante da una frequenza di risonanza dell'altoparlante, compaiono due frequenze ben nettamente separate. In tal caso l'ampiezza della frequenza di risonanza è stata espressa come percentuale dell'ampiezza della frequenza applicata (curva *c* nei diagrammi di fig. 3 e 4). La durata del transiente è indicata mediante il numero dei periodi necessari per arrivare a regime.

La fig. 3 si riferisce ad un altoparlante dinamico a cono: *a* è la curva di risposta, *b* il diagramma dei transienti, *c* l'ampiezza della frequenza di risonanza. Oltre 6000 Hz alla frequenza applicata è fortemente sovrapposta la frequenza fondamentale di 3000 Hz; la frequenza fondamentale di 100 Hz non produce invece disturbo apprezzabile.

La fig. 4 si riferisce ad un altoparlante a tromba. È notevole la scarsezza dei transienti; ciò dipende dalla piccolezza della massa della membrana e dalla elevata resistenza di radiazione.

An. Gi.

ANTENNE.

H. Diamond e F. W. Dunmore — **Esperienze con antenna sotterranea per frequenze elevatissime come guida d'atterraggio per aeroplani.** (Proc. I. R. E., dicembre 1937, XXV, 12, pag. 1542-1560, con 11 fig.).

Quando l'antenna di una radioguida d'atterraggio è posta ad un'estremità del campo, l'aeroplano deve toccare il terreno ad una distanza dall'antenna stessa che consenta il suo arresto graduale entro i limiti del campo. D'altra parte l'altezza della linea d'atterraggio nel punto di contatto con il terreno deve essere uguale all'altezza dell'antenna di bordo al di sopra delle ruote. Queste condizioni fissano la forma e la disposizione della linea d'atterraggio, escludendo la possibilità di poter variare a piacere la direzione d'arrivo, come sarebbe utile fare per tener conto della velocità del vento.

L'inconveniente è completamente eliminato se si stabilisce l'antenna trasmittente al centro del campo. Gli autori hanno eseguito una serie di ricerche in questo senso, utilizzando un'antenna per mezza onda ($\lambda = 3{,}3$ m) pochissimo elevata sul terreno oppure sistemata in un pozzo poco al di sotto della superficie del campo.

La presenza del terreno ad una distanza dall'antenna pari ad una piccola frazione di lunghezza d'onda fa sì che la forma delle linee di

campo costante sia leggermente diversa dalla parabolica, forma generalmente assunta per la linea d'atterraggio. Non si sono notate differenze apprezzabili sistemando l'antenna in un pozzo, come viene confermato da una teoria schematica.

La vicinanza del terreno all'antenna trasmittente aumenta il rapporto tra la componente verticale del campo elettrico e quella orizzontale; il che può costituire un inconveniente, data la disposizione pressochè orizzontale dell'antenna di bordo. Tale rapporto nel caso di antenna sotterranea risulta minore che nel caso di antenna posta alla superficie.

Il massimo settore utilizzabile si ottiene con un pozzo profondo circa mezza lunghezza d'onda e largo non meno di tre quarti di questa. Il pozzo deve essere costruito con pareti impermeabili, perchè la profondità non vari con l'accumularsi dell'acqua; per garantire un funzionamento costante e indipendente dal potere assorbente del terreno, è bene che le pareti laterali siano rivestite con materiale metallico; il tetto, necessario alla sicurezza dell'atterraggio, deve essere di materiale non conduttore di bassa costante dielettrica.

R. S.

P. B. TAYLOR — **Teoria dell'antenna a quadro con dispersione tra le spire.** (Proc. I. R. E., dicembre 1937, XXV, 12, pag. 1574-1594, con 7 fig.).

Attribuendo ad un'antenna a quadro di due spire un'impedenza in serie e un'ammettenza in parallelo tra le spire, uniformemente distribuite lungo ciascuna spira, è possibile determinare la distribuzione della corrente e della tensione lungo i fili in funzione della distribuzione della f. e. m. indotta dal campo elettromagnetico nei fili stessi. Tale determinazione è il risultato di una teoria che si svolge sulla traccia di quella delle linee di trasmissione, tenendo conto delle diverse condizioni di simmetria imposte dalla diversa natura del problema.

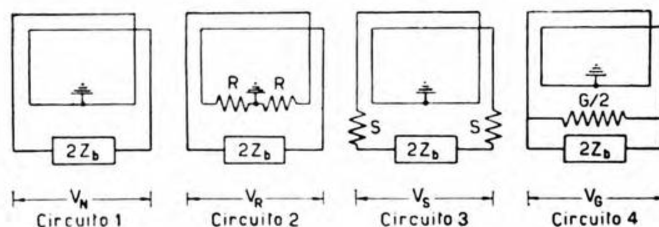


Fig. 1. — Circuiti per la misura del guadagno del quadro.

Dai risultati della teoria si deduce un metodo sperimentale per la determinazione del guadagno Q del quadro, inteso come rapporto tra la tensione d'uscita (ai morsetti del condensatore d'accordo) e la f. e. m. indotta. Mantenendo costante la f. e. m. indotta, si misurano le tensioni

ai morsetti nelle quattro diverse condizioni di carico indicate in figura 1, ottenute mediante resistenze qualunque, di valore rispettivamente R, S, e $2/G$; $2\,Z_b$ è l'impedenza del condensatore d'accordo e del voltmetro. Si trova allora, trascurando le differenze di fase tra le quattro tensioni, la seguente espressione del guadagno:

$$Q = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{1}{G}\left(\frac{V_N}{V_G} - 1\right)}\left(\sqrt{\frac{1}{R}\left(\frac{V_N}{V_R} - 1\right)} + \sqrt{\frac{1}{S}\left(\frac{V_N}{V_S} - 1\right)}\right),$$

per la quale il significato dei simboli risulta dalla figura.

Viene poi proposta una variante del metodo, che richiede la conoscenza esatta del valore di Z_b e consente di ridurre a tre le letture. Si discutono i risultati e si riferisce un esempio di applicazione ad un caso concreto.

R. S.

CIRCUITI, QUADRIPOLI, FILTRI.

H. RODER — **Effetto di circuiti accordati su un segnale modulato in frequenza.** (Proc. I. R. E., dicembre 1937, XXV, 12, pag. 1617-1647, con 23 fig.).

Vengono studiate le deformazioni che un circuito selettivo produce su un segnale modulato in frequenza o in fase nel caso in cui: 1) la frequenza portante corrisponda al tratto ripido della curva di risonanza del circuito (rivelazione); 2) la frequenza portante coincida con quella di risonanza del circuito (amplificazione); 3) sia presente un segnale modulato disturbante, il quale sia fortemente attenuato mediante filtri di banda.

Nel primo caso (rivelazione), se il segnale è modulato in fase, la profondità della modulazione di ampiezza che si ricava è proporzionale alla frequenza acustica; ciò significa che le basse frequenze sono praticamente soppresse, mentre le alte sono esaltate. Se il segnale è modulato in frequenza, la profondità di modulazione all'uscita dal rivelatore è indipendente dalla frequenza acustica ed è invece direttamente proporzionale all'ampiezza del segnale acustico. Quindi un circuito selettivo può essere un perfetto convertitore di modulazione di frequenza in modulazione d'ampiezza. Nel caso di modulazione di fase si rende necessaria una preventiva conversione di modulazione di fase in modulazione di frequenza, seguita dalla conversione in modulazione di ampiezza.

Quando un segnale modulato in frequenza è amplificato mediante un amplificatore accordato sulla frequenza della portante, la simmetria delle caratteristiche di trasmissione di ampiezza e di fase non è sufficiente, come nel caso della modulazione di ampiezza, a prevenire le distorsioni non lineari, le quali sono dovute sia alla curvatura della caratteristica di fase sia a quella della caratteristica di ampiezza, nel caso particolare in cui l'ampiezza si riduca al di sotto del valore di soglia del limitatore associato al rivelatore. Ogni distorsione è eliminata se si usa un sistema

avente caratteristica di ampiezza uniforme e caratteristica di fase proporzionale alla frequenza, in un intervallo comprendente l'intera banda di modulazione.

Finalmente, come è evidente, i fenomeni d'interferenza tra due segnali modulati in frequenza sono completamente diversi da quelli relativi all'interferenza di segnali modulati in ampiezza. Il solo aumento di selettività non riduce i disturbi d'interferenza; è necessario distanziare i canali di trasmissione in modo che la distanza tra le portanti sia almeno uguale alla larghezza della banda occupata dal segnale.

R. S.

MODULAZIONE E RIVELAZIONE.

S. Bennon — **Nota sulla rivelazione di segnali forti mediante diodi.** (Proc. I. R. E., dicembre 1937, XXV, 12, pag. 1565-1573, con 5 fig.).

Lo studio della forma dell'onda rivelata da un diodo, il cui carico sia costituito da una resistenza in parallelo con una capacità, conduce ad osservare che la nota condizione limite di non distorsione coincide con la condizione di massimo della tensione rivelata. Accurate esperienze confermano pienamente tale previsione, sopra tutto se nella valutazione della condizione limite si tien conto della resistenza del circuito di griglia del tubo successivo al rivelatore.

R. S.

D. L. Jaffe — **Il modulatore di frequenza di Armstrong.** (Proc. I. R. E., aprile 1938, XXVI, 4, pag. 475-481, con 4 fig.).

Si descrive un metodo che consente di ricavare da un'onda modulata in ampiezza un'onda modulata in frequenza: un modulatore bilanciato

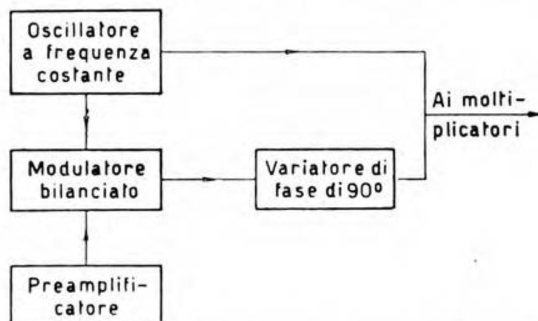


Fig. 1. — Sistema di modulazione di frequenza di Armstrong.

sopprime la portante dell'onda modulata in ampiezza; le bande laterali vengono ruotate di 90° e poi ricombinate con la portante. Il complesso è illustrato schematicamente in fig. 1. In questo modo si ottiene un segnale modulato in ampiezza e in frequenza: la modulazione di frequenza è,

almeno in prima approssimazione, quella desiderata; la modulazione di ampiezza viene eliminata dai limitatori che si trovano nel ricevitore.

Vengono quindi studiate le distorsioni introdotte dalla modulazione di frequenza: se il grado di tale modulazione (misurata come modulazione di fase) non supera i 25°,5, la distorsione è inferiore al 5 %; per profondità di modulazione superiori la distorsione cresce rapidamente. Siccome la modulazione di frequenza è una modulazione di fase, con ampiezza inversamente proporzionale alla frequenza di modulazione, la distorsione è sensibile solo per le frequenze più basse. Armstrong ha consigliato di usare 30° a 30 Hz; con tale profondità di modulazione si ha una distorsione armonica del 7,2 % a 30 Hz e del 0,05 % a 400 Hz.

Inviando il segnale modulato in moltiplicatori di frequenza, la modulazione percentuale di frequenza e la distorsione non cambiano, e si può così aumentare la profondità di modulazione (misurata come modulazione di fase) senza aumentare la distorsione.

G. C.

PROPAGAZIONE DELLE RADIOONDE.

C. R. MINGLIS — **Campo elettromagnetico in prossimità della superficie terrestre.** (Proc. I. R. E., novembre 1937, XXV, 11, pag. 1419-1456, con 34 fig.).

La f. e. m. indotta da un'onda superficiale in un quadro ricevente è zero quando la normale al piano del quadro giace nel piano d'incidenza dell'onda. Da questa osservazione segue che, se si ruota comunque un quadro ricevente intorno ad un asse giacente nel piano del quadro stesso e perpendicolare al piano d'incidenza, si ottiene la rivelazione della sola onda spaziale, essendo nulla per ogni posizione del quadro la f. e. m. indotta dall'onda superficiale. Viene in tal modo definito un metodo adatto allo studio delle onde spaziali.

Qualora in un dato punto della superficie terrestre il campo elettromagnetico irradiato da una stazione trasmittente lontana si possa rappresentare mediante la sovrapposizione di un'onda superficiale e di un'unica onda spaziale, esiste un'orientazione del quadro per la quale la f. e. m. indotta è zero; tale condizione di ricezione nulla si verifica quando la normale al piano del quadro coincide con la retta d'intersezione dei piani d'incidenza dell'onda superficiale e dell'onda spaziale. Se invece per rappresentare il campo elettromagnetico in arrivo è necessario tener conto di almeno due o più onde spaziali, le quali abbiano diverse direzioni d'incidenza, e quindi fasi differenti, per aver percorso diversi cammini nella ionosfera, le componenti del campo spaziale risultante presentano una polarizzazione ellittica, e non è possibile determinare una posizione di ricezione nulla; esiste però sempre una posizione di ricezione minima corrispondente ad una determinata orientazione della normale al piano del quadro ricevente nel piano d'incidenza dell'onda superficiale.

Viene brevemente svolta la teoria della ricezione di un'onda spaziale multipla e quindi si riferiscono i risultati di numerose esperienze. Esse indicano effettivamente l'esistenza di una polarizzazione ellittica nell'onda spaziale in arrivo. La direzione di provenienza delle onde spaziali componenti appare stabile durante il giorno, fluttuante al tramonto, per riassumere talvolta, dopo il tramonto, lo stesso ordine di stabilità diurno.

Nei periodi di condizioni stabili sono pure state eseguite numerose osservazioni del campo elettromagnetico in prossimità di vari sistemi disposti ai limiti tra due mezzi di diversa conduttività. Tali sistemi erano costituiti da conduttori orizzontali e verticali sistemati sulla superficie terrestre e dalle gole che caratterizzano il terreno nei dintorni di Ithaca. I risultati, opportunamente interpretati ed eventualmente estesi, possono essere utilizzati per individuare vene sotterranee di conducibilità diversa da quella del terreno circostante, per determinare la fase dell'onda spaziale rispetto a quella terrestre, per scegliere la migliore ubicazione da attribuire ai radiogoniometri, per determinare l'angolo d'incidenza delle onde in arrivo indipendentemente dalle perturbazioni prodotte dall'onda riflessa sulla superficie terrestre, e finalmente per determinare l'intensità relativa dell'onda riflessa e quindi la conducibilità del terreno.

R. S.

RADIOTECNICA GENERALE, IMPIANTI E ACCESSORI.

P. J. H. A. Nordlohne — **Il trasmettitore radiofonico sperimentale a onde corte PCJ.** (Rev. techn. Philips, gennaio 1938, III, 1, pag. 17-27, con 22 fig.).

Il trasmettitore radiofonico sperimentale a onde corte PCJ, installato a Huizen, è stato derivato da un trasmettitore già esistente, mediante aggiunta di uno stadio amplificatore costituito da due triodi TA 20/250.

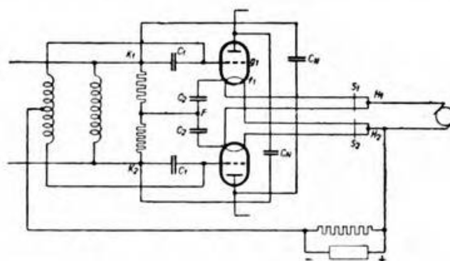


Fig. 1. — Schema semplificato dell'amplificatore finale.

Tali tubi, di notevoli dimensioni e progettati per lavorare su frequenze inferiori a 3 MHz, vengono impiegati per amplificare una frequenza assai più elevata, e, alla frequenza di 15,22 MHz, sono capaci di fornire una portante di 60 kW.

La parte già esistente del trasmettitore, che era in grado di fornire una portante, suscettibile di essere modulata al 100%, della potenza di 12 kW, è stata poi impiegata per pilotare il suddetto amplificatore.

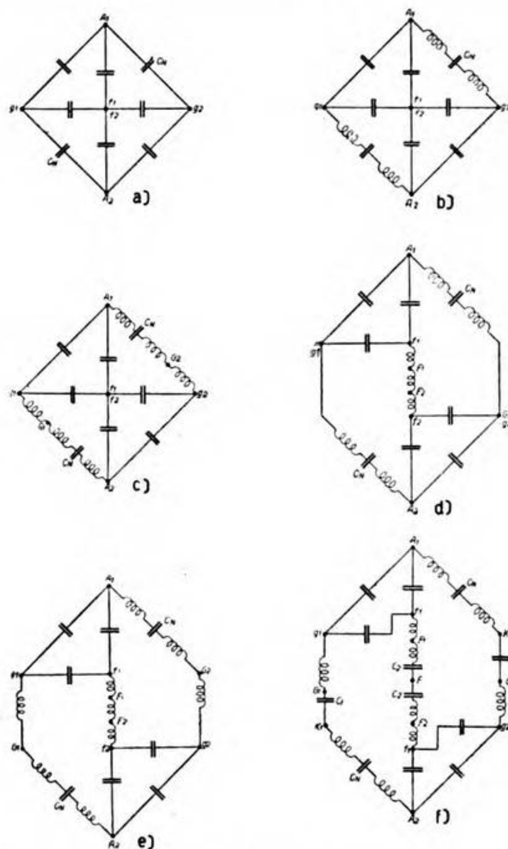


Fig. 2. — *a*) Circuito a ponte costituito da sole capacità: A_1 e A_2 anodi, g_1 e g_2 griglie, f_1 e f_2 filamenti, C_N condensatori di neutralizzazione.
b) Circuito a ponte squilibrato per la presenza di induttanze.
c) Circuito a ponte, nel quale G_1 e G_2 rappresentano i morsetti di griglia.
d) Circuito a ponte, nel quale F_1 e F_2 rappresentano i morsetti dei filamenti.
e) Circuito a ponte, nel quale vengono considerate tutte le induttanze parassite.
f) Circuito a ponte, nel quale i morsetti dei filamenti e delle griglie sono collegati ai punti F, K_1 e K_2, attraverso ai condensatori C_1 e C_2.

La sistemazione dei due triodi TA 20/250, collegati in controfase, presentò notevoli difficoltà e, quantunque tutto fosse montato con la

massima cura e simmetria, soprattutto la neutralizzazione, richiese uno studio particolarmente accurato.

Lo schema di principio dell'amplificatore finale, rappresentato in fig. 1, si identifica, trascurando provvisoriamente le capacità C_1 e C_2, nel circuito a ponte di fig. 2 *a* costituito da sole capacità, il quale, se è in equilibrio per una frequenza, lo è pure per qualsiasi altra. In pratica nei due rami dei condensatori di neutralizzazione C_N le induttanze dei collegamenti (fig. 2 *b*) non sono trascurabili e l'equilibrio del ponte si può ottenere, per la sola frequenza di esercizio, con un opportuno valore delle capacità dei condensatori C_N.

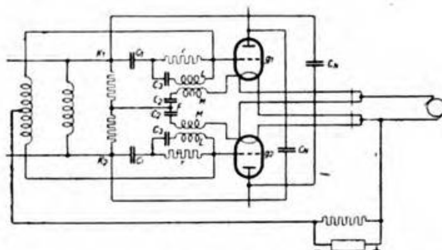


Fig. 3. — Schema di principio dell'amplificatore finale, nel quale sono indicati gli elementi usati per eliminare l'effetto dell'induttanza mutua tra filamento e griglie.

La griglia *g* e il filamento *f* sono separati dai rispettivi morsetti *G* ed *F* dalle induttanze dei collegamenti (ciò che è rappresentato progressivamente in fig. 2 *c*, *d*, *e*); l'equilibrio del ponte non è quindi più ottenibile con la sola regolazione delle capacità C_N, e si rende perciò necessaria l'inserzione di condensatori C_1 e C_2 (fig. 2 *f*) le cui capacità siano di valore tale da costituire, con le induttanze dei collegamenti, un circuito risonante alla frequenza di esercizio. Con questo accorgimento i tre punti K_1 K_2 ed F all'esterno dei tubi vengono a trovarsi, nei riguardi della radiofrequenza, rispettivamente al medesimo potenziale delle due griglie e dei filamenti, e lo schema di fig. 2 *f* si può identificare con quello della fig. 2 *b*.

Per smorzare le eventuali oscillazioni parassite si sono inserite nei collegamenti di griglia le resistenze *r* (fig. 3) e, in parallelo ad esse, un circuito in serie, costituito dall'induttanza L e dalla capacità C_3, in risonanza sulla frequenza di esercizio. A causa delle lunghe connessioni del filamento, che nell'interno del tubo corrono parallele a quelle di griglia, si era riscontrata una forte induzione mutua fra il circuito anodico e quello di griglia, con conseguente controreazione indesiderata ed impossibilità di ottenere aumento di potenza; si è ovviato a questo inconveniente compensando tali induzioni mutue mediante induzioni mutue opposte M, situate all'esterno dei tubi.

I morsetti dei filamenti F_1, F_2, poichè sottoposti ad una tensione a radiofrequenza, sono stati allacciati alla sorgente di energia per l'ac-

censione, attraverso ad una elevata impedenza. Questa è stata ottenuta con una linea in quarto d'onda, sintonizzabile mediante i ponticelli S_1 e S_2, la quale, per la frequenza di esercizio, ha un'impedenza teoricamente infinita.

L'uso di triodi così potenti, ad una frequenza tanto elevata, rappresenta un notevole progresso nel campo delle radiotrasmissioni: nulla vieta al costruttore di attuare trasmettitori ad onde ultracorte con potenze di parecchie centinaia di kilowatt, combinando, ad esempio, tra di loro, più trasmettitori simili a quello descritto.

M. L. P.

TELEFONIA GENERALE, IMPIANTI E ACCESSORI.

H. F. MAYER e D. THIERBACH — **Sull'influenza della non linearità e dei rumori termici sulla massima distanza di trasmissione raggiungibile con i sistemi di telefonia multipla a frequenze portanti.** (E. F. D., marzo 1938, 48, pag. 6-12, con 10 fig.).

1. - Molte sono le cause che intervengono a limitare la massima distanza raggiungibile con le trasmissioni telefoniche a frequenze portanti,

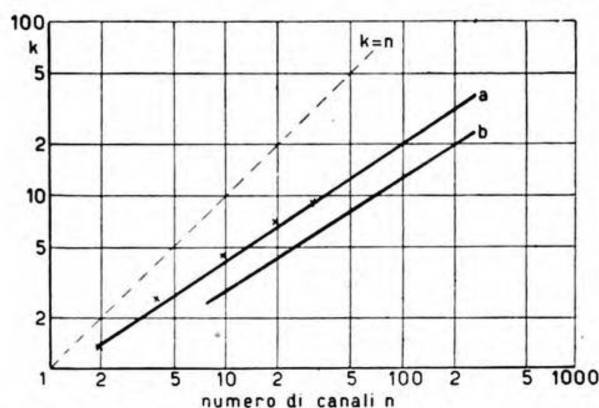


Fig. 1. — Coefficiente di carico degli amplificatori in funzione del numero *n* delle conversazioni contemporanee: *a* - in un solo senso; *b* - nei due sensi.

e vari sono gli elementi di cui bisogna tener conto nel fissare la più opportuna distanza fra le stazioni amplificatrici. In questo studio si considerano le principali cause che limitano il guadagno ottenibile dagli amplificatori e si conclude che non è conveniente adottare lunghe sezioni di amplificazione, fornite di amplificatori con forte guadagno, se si vogliono ottenere grandissime distanze di trasmissione.

2. - Il carico massimo ammissibile nei moderni tubi degli amplificatori in questione è di circa 1 watt. Per evitare distorsioni è dunque necessario che il livello massimo delle singole conversazioni sia limitato

in modo che dalla loro sovrapposizione risulti un carico non superiore a 1 watt. Se U_m volt è la tensione massima che corrisponde al livello di una conversazione, la tensione risultante dalla sovrapposizione di n conversazioni non è $n U_m$, bensì $k U_m$, con $k < n$. Le curve di fig. 1 (calcolate teoricamente ammettendo che ogni conversazione sia una serie di impulsi, di ampiezza costante U_m, intercalati da pause durante le quali la tensione è nulla) ed i punti sperimentali segnati sulla figura stessa, mostrano la relazione fra n e k: per esempio, per i sistemi U e B in uso in Germania [1], aventi rispettivamente $n = 15$ ed $n = 200$ canali,

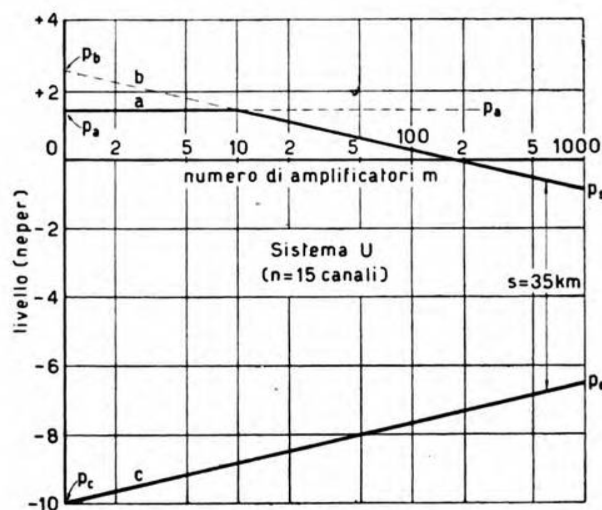


Fig. 2. — **Livelli ammissibili alla partenza e all'arrivo di ogni sezione di amplificazione per ciascuna conversazione del sistema U, in funzione del numero *m* degli amplificatori in linea.**

si ottengono per k i valori 4 e 20 (curva b). Con questi valori di k e tenendo conto che in pratica si può ritenere $U_m \simeq 1{,}5$ volt, si calcola che il livello massimo ammissibile per ciascuna conversazione, affinchè il carico nei tubi non superi 1 watt, è $p_a = +1{,}45$ neper nel caso di 15 conversazioni, e $p_a = -0{,}15$ neper nel caso di 200 conversazioni. Questi valori del livello p_a non dipendono dal numero m degli amplificatori inseriti lungo la linea telefonica; quindi il diagramma di p_a in funzione di m (curva a) è una retta orizzontale, come appare dalle figure 2 e 3.

3. - Un'altra limitazione al guadagno degli amplificatori è dovuta alla distorsione non lineare. Dato che le curve caratteristiche dei tubi non sono rettilinee, la tensione all'uscita dagli amplificatori non è una riproduzione fedele, ingrandita, di quella all'entrata: oltre alla tensione U

---

[1] A. F., 1938, VII, p. 328.

che corrisponde ai segnali indistorti si trova una « tensione di distorsione U_{st} », che è composta di diversi termini proporzionali alla 2ª, alla 3ª, ... potenza della tensione all'entrata. Sotto certe ipotesi e condizioni, si possono calcolare le espressioni di tali termini e trovare qual'è il livello massimo ammissibile per ciascuna delle n conversazioni, affinchè la tensione di distorsione U_{st} all'uscita non superi un dato limite. Tenendo conto delle caratteristiche degli amplificatori oggi in uso per trasmissioni ad ampia banda di frequenze, e ammettendo che la suddetta tensione U_{st} non superi 1 mV (valore inferiore al limite di 2,5 mV ammesso dal C.C.I.F.

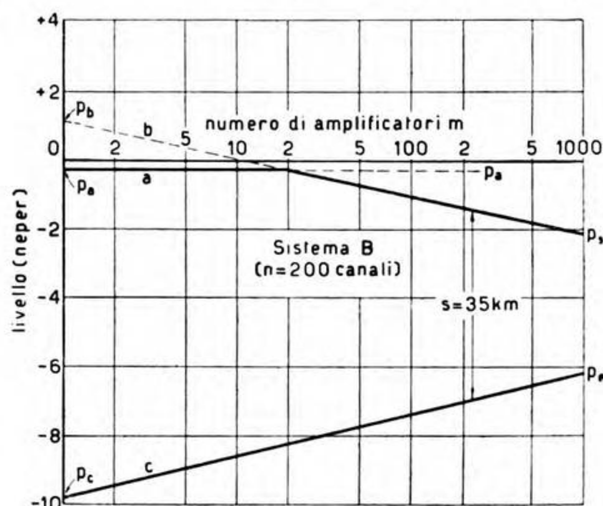


Fig. 3. — Livelli ammissibili alla partenza e all'arrivo di ogni sezione di amplificazione per ciascuna conversazione del sistema B, in funzione del numero m degli amplificatori in linea.

per l'insieme delle tensioni disturbatrici), si trova che, nel caso di un solo amplificatore, il livello di ciascuna delle n conversazioni dev'essere al massimo $p_b = +2{,}7$ neper, quando $n = 15$, e $p_b = +1{,}3$ neper quando $n = 200$ conversazioni. Nel caso che vi siano m amplificatori in serie, il livello massimo ammissibile è $p_s = p_b - \frac{1}{2} \log_e m$, cioè decrescente col crescere di m come mostrano le curve b delle figure 2 e 3.

4. - Le sopra indicate limitazioni riguardano il livello all'uscita degli amplificatori. È noto d'altra parte, che per impedire che gli inevitabili rumori di fondo, dovuti all'agitazione termica degli elettroni nei conduttori, diano troppo disturbo, è necessario che il livello della tensione telefonica all'entrata degli amplificatori sia tenuto non troppo basso. Ammesso che la tensione disturbatrice dovuta a questo fenomeno possa arrivare al massimo a 2,5 mV (riferita al livello zero), si dimostra che il

TABELLA I.

	SISTEMA U (15 canali)				SISTEMA B (200 canali)			
Attenuazione per kilometro alla frequenza massima	0,17 neper (f_{max} = 60 kHz)				0,14 neper (f_{max} = 690 kHz)			
Lunghezza della sezione di amplificazione . . . km	30	35	40	45	30	35	40	45
Guadagno di ogni sezione di amplificazione . . . neper	5,4	6,2	7,1	8,0	4,8	5,6	6,3	7,0
Massima distanza di trasmissione . . . km	—	21 000	12 000	5000	13 800	7400	4000	2500
Distanza per 100 millisecondi di ritardo . . . km	24 500	24 500	24 500	24 500	28 000	28 000	28 000	28 000

livello minimo per un amplificatore solo è $p_c = -10$ neper, e per m amplificatori in serie è $p_e = p_c + \frac{1}{2} \log_e m$, come mostrano le curve c delle figure 2 e 3. (Nella figura 3 il livello minimo è segnato — 9,65 anzichè —10 neper per tener conto del rumore dovuto alla emissione elettronica dei tubi, rumore che per gli amplificatori del sistema telefonico B è dello stesso ordine di grandezza del rumore termico dei conduttori).

5. - Il guadagno b di ogni amplificatore, e quindi anche l'attenuazione βs di ogni sezione di amplificazione lunga s km, sono dati in neper dalla distanza verticale fra le curve a tratto continuo delle figure 2 e 3. Si vede che b diminuisce al crescere del numero m degli amplificatori in serie, però si trova che il prodotto $N = mb$ è tanto più grande quanto più grande è m, cioè quanto più piccolo è b. Poichè, per un dato cavo e una data frequenza, la massima distanza a cui si può trasmettere è proporzionale al guadagno totale N, ne segue che per ottenere grandi distanze di trasmissione, conviene adottare un grande numero di amplificatori con piccolo guadagno, piuttosto che pochi amplificatori con forte guadagno. Ciò conduce all'adozione di sezioni di amplificazione piuttosto corte, mentre altre ragioni pratiche ed economiche condurrebbero all'uso di sezioni piuttosto lunghe.

Come esempio viene preso in considerazione il cavo coassiale germanico, che ha sezioni lunghe circa 35 km con un'attenuazione di circa 5,6 neper a 690 kHz (frequenza superiore della banda telefonica di 200 canali). Per $b = 5{,}6$ neper si possono adoperare al massimo $m = 210$ amplificatori, come mostra la figura 3; dunque la massima distanza di trasmissione con questo sistema è $210 \cdot 35 = 7350$ km (mentre dal punto di vista del tempo massimo di propagazione, 100 millisecondi, si potrebbe arrivare a 28 000 km). Con una sezione di 40 km, e quindi $b = 6{,}3$ neper, si avrebbe al massimo $100 \cdot 40 = 4000$ km, distanza troppo piccola per un collegamento europeo, non che mondiale. La tabella I dà le massime distanze raggiungibili, per vari valori della sezione di amplificazione, con i sistemi U e B del cavo germanico.

[*Conviene porre a confronto il sistema U col sistema a 12 canali – detto sistema K – adottato in America* (2), *il quale presenta un'attenuazione di circa 7,3 neper sulla sezione normale di 27 km ed è previsto per una distanza massima di circa 6400 km* - n. d. r.].

F. Ma.

(2) Loc. cit. nota (1), p. 326.

CRONACA TECNICA

GENERATORI, OSCILLATORI, TRASMETTITORI.

Un **oscillatore per basse frequenze,** atto a generare oscillazioni con piccolo contenuto di armoniche (0,5% di seconda e terza armonica a 40 Hz, e 0,18% di seconda e terza armonica a 120 Hz) e dotato di grande stabilità di frequenza (1/25 000 per una variazione della tensione anodica del 40% e per il passaggio dalle condizioni iniziali a quelle di regime), viene descritto da H. J. Reich nel numero di novembre 1937 dei *Proc. I. R. E.*

L'oscillatore è del tipo a resistenza negativa, con comando automatico dell'ampiezza di oscillazione. La resistenza negativa è ottenuta accoppiando in croce griglia e placca di due triodi (nel caso particolare le due sezioni di un tubo 53). I vantaggi di tale schema consistono nella stabilità e nella simmetria della caratteristica, che presenta una zona centrale ad andamento pressochè rettilineo. Ai capi del circuito oscillatorio è accoppiato, mediante trasformatore, un circuito di rettificazione a diodo, il quale comanda la tensione di polarizzazione dei due tubi e, a mezzo di questa, il valore della resistenza negativa. Questo comando automatico mantiene l'oscillatore in vicinanza del limite di innesco.

I circuiti oscillatori non presentano particolari caratteristiche, perchè sono costruiti con bobine in aria ed hanno un coefficiente di risonanza di qualche unità appena.

Segue all'oscillatore un amplificatore con due stadi in controfase. La potenza di uscita è di 180 milliwatt.

L. P.

MISURE.

Nel corso di accurate **misure sulle regioni riflettenti della troposfera** furono osservate rapide fluttazioni dell'intensità dell'onda superficiale, le quali furono attribuite a riflessioni ed echi producentisi ad altezze variabili tra 15 e 65 km (regioni C e D). Si presentò allora la necessità di costruire un'apparecchiatura che fosse adatta alla misura di brevissimi intervalli di tempo (dell'ordine di qualche microsecondo) per mezzo dell'emissione di impulsi di brevissima durata.

Nel numero di dicembre 1937 dei *Proc. I. R. E.*, A. W. Friend e R. C. Colwell descrivono tale apparecchiatura. Il generatore d'impulsi

è un apparato a tiratron modulatore sincronizzato positivamente, già noto in precedenza; per esso la sola limitazione nella durata degli impulsi è rappresentata dalla costante di tempo dei circuiti di uscita.

Il ricevitore fu invece studiato ex novo in vista dello scopo particolare, ed è un comune ricevitore supereterodina, in cui il valore delle costanti di tempo dei singoli circuiti viene ridotto al minimo schermando accuratamente e rendendo indipendenti le une dalle altre le varie unità amplificatrici. Un particolare dispositivo di comando consente di ottenere la necessaria alta velocità di spostamento della macchia dell'oscillografo.

Con tali apparati, e per mezzo di un'antenna ricevente a quadro girevole intorno ad un asse orizzontale, è stato possibile separare i segnali provenienti dallo strato C, da quelli dovuti all'onda superficiale propriamente detta.

R. S.

PROPAGAZIONE DELLE RADIOONDE.

Al Congresso Internazionale sulle Onde Corte, svoltosi a Vienna nel luglio 1937, B. van der Pol ha trattato della **propagazione di onde ultracorte sopra una terra sferica di conduttività finita.**

La terra ha una costante dielettrica arbitraria ed un'arbitraria conduttività. La teoria del van der Pol parte da una soluzione rigorosa delle equazioni di Maxwell, con opportune condizioni ai limiti e presentante inoltre una singolarità al trasmettitore. Il problema è trattato per altezze arbitrarie sia del trasmettitore, sia del ricevitore.

La soluzione generale rigorosa è ottenuta come una serie armonica infinita di armoniche sferiche, nella quale il coefficiente di ogni termine è un'espressione contenente quattordici funzioni di Bessel. Questa serie è quindi trasformata nel piano complesso, dando qui luogo ad un'altra serie che può essere interpretata come la somma di raggi che partono dal trasmettitore e raggiungono il ricevitore dopo essersi riflessi k volte internamente alla sfera.

A causa del grande assorbimento della terra, soltanto il raggio corrispondente a $k = 0$ contribuisce materialmente al campo esterno.

Così, pur partendo da una soluzione rigorosa dell'onda, l'espressione conduce ad un'approssimazione del tipo di quelle dell'ottica geometrica.

Dalla teoria vengono anche ricavati valori numerici. Per una sfera di conduttività infinita, onde di 7 metri passano oltre l'orizzonte ottico e un taglio netto all'orizzonte si ottiene soltanto per onde la cui lunghezza è dell'ordine di frazioni di millimetro.

Passando al caso di conduttività e costante dielettrica finite, la teoria dimostra che perfino onde di circa 7 metri si diffrangono considerevolmente oltre l'orizzonte ed appare quindi erronea l'interpretazione solita, che l'orizzonte sia il limite di propagazione. Una forte attenuazione appare tuttavia prima e dopo l'orizzonte: tale attenuazione è dovuta ad assorbimento da parte della terra e non ad insufficiente inclinazione.

Molti risultati numerici furono mostrati alla conferenza sotto forma di diagrammi.

La trattazione essendo del tutto generale, la teoria dà pure una nuova interpretazione del formarsi dell'arcobaleno e della sua polarizzazione.

E. Fa.

***

Nel numero di settembre 1937 dei *Proc. I. R. E.*, K. A. Norton discute la **realtà fisica delle onde spaziale e superficiale nel campo di irradiazione delle antenne.**

Nonostante un errore di segno commesso da Sommerfeld nello sviluppo della sua teoria originale del 1909 e corretto poi in una esposizione del 1926, le conclusioni che se ne traggono si dimostrano esatte, cioè il campo irradiato da un dipolo elettrico innalzato verticalmente su un terreno conduttore piano può essere scomposto in due componenti, una delle quali tende a zero nei punti prossimi alla superficie terrestre e si annulla identicamente sulla superficie stessa (onda spaziale), mentre l'altra tende a scomparire nei punti molto elevati (onda superficiale). Quest'ultima si propaga lungo la superficie terrestre, anche a distanze tanto grandi da rendere necessario di tener conto della curvatura, con le stesse caratteristiche delle onde guidate lungo conduttori incurvati. Le formule più esatte dimostrano che il campo dell'onda superficiale ha sulla superficie terrestre inclinazione uguale a quella della superficie d'onda di Sommerfeld.

In appendice l'autore fornisce le espressioni delle onde spaziali e superficiali per i campi irradiati da un dipolo elettrico orizzontale, da un dipolo magnetico verticale e da uno orizzontale.

R. S.

RICEVITORI.

Sulle **variazioni di frequenza negli oscillatori delle supereterodine** riferisce J. Miller della R. C. A. nel fascicolo di novembre 1937 di *Electronics*. In un tipo di ricevitore americano del 1936, accordato sulla frequenza di 18 megahertz, si è riscontrata una variazione in diminuzione di 80 kilohertz entro un'ora dalla messa in funzione. Di questa variazione, solamente il 9% è da attribuire al tubo che si porta a regime entro pochi minuti, il resto è dovuto essenzialmente alle variazioni di costante dielettrica negli isolanti del condensatore di accordo, del commutatore d'onda e così via, i quali, quando il condensatore variabile è prossimo alla posizione di capacità minima, costituiscono una parte veramente notevole della capacità di accordo totale.

Passando dagli isolanti normali adoperati nei ricevitori usuali, ai materiali ceramici, la variazione di frequenza si trova grandemente ridotta: dagli 80 kilohertz si passa, ad esempio, a 10 kilohertz.

Per la costante dielettrica di alcuni dei materiali isolanti usualmente adoperati, sono stati ricavati i coefficienti di temperatura riportati qui sotto (parti su un milione per ogni grado centigrado):

Tela verniciata	2100
Resina sintetica	1660
Fili isolati in gomma normale	1100
Fili isolati in gomma speciale .	200
Gomma dura	200
Fili smaltati	470
Ceramica	100 .

G. F.

TELEVISIONE E TRASMISSIONE DELLE IMMAGINI.

Nella relazione sul Congresso di Rochester (I.R.E.-R.M.A.) del 1937, apparsa nel numero di dicembre 1937 di *Electronics*, sono riportate interessanti notizie tecniche.

Per i rilievi sugli apparati trasmittenti e riceventi di televisione la R. C. A. ha studiato un **nuovo tubo catodico generatore di segnali campione,** ottenuti mediante analisi di un disegno geometrico incorporato nel tubo stesso. Il tubo, detto perciò monoscopio, non può produrre che una data serie di segnali. Costruttivamente esso è simile all'iconoscopio, ma al posto del mosaico sensibile presenta una sottile lastra di alluminio, su cui è riprodotto mediante uno strato di carbone il disegno che si vuol trasmettere. Il raggio elettronico, colpendo la lastra di alluminio, provoca un'uscita di elettroni per emissione secondaria. L'intensità di questa corrente varia a seconda che il punto colpito sia o non sia ricoperto di carbone. La corrente viene raccolta da una placca ed inviata ad una resistenza di carico. Per la notevole ampiezza del segnale (3-4 mV), per la finezza dei particolari, per l'uniforme luminosità del quadro e per la grande stabilità, il tubo sostituisce molto vantaggiosamente l'iconoscopio.

Presso la « Hygrade Sylvania » sono stati eseguiti studi di **analisi del colore di schermi fluorescenti.** Furono sperimentati tre metodi di misura, basati: il primo sull'analisi spettroscopica, il secondo sul confronto del colore in esame col colore ottenuto dalla composizione di tre fascetti luminosi di colore diverso e di intensità regolabile, il terzo sull'impiego di una cellula fotoelettrica e di filtri opportuni. Dei tre metodi, i primi due si sono dimostrati più sicuri. È risultato che gli schermi composti con una miscela di solfuro di zinco e di solfuro doppio di zinco e cadmio dànno luce più bianca, ma meno brillante di quella ottenuta con schermi composti con solfuro di zinco attivato con argento.

A scopo sperimentale la R. C. A. Victor ha costruito un **tubo catodico avente uno schermo di 80 cm di diametro.** L'involucro del tubo è in acciaio; la parte anteriore, che deve resistere ad una sollecitazione di 5,5 t è

in vetro dello spessore di 5 cm. Il vuoto nell'interno del tubo è mantenuto a mezzo di pompe a mercurio. Il sistema catodico di produzione e concentrazione del raggio ha una lunghezza di 50 cm; la corrente del pennello catodico è di 8 mA; lo splendore dello schermo è di 0,045 sb, pari cioè a circa 11 volte lo splendore normalizzato per proiezioni cinematografiche.

W. N. Parker della Philco ha attuato un **circuito di modulazione per assorbimento** che permette di ottenere una notevole larghezza di banda. Lo schema del circuito è riportato in figura 1. Il generatore alimenta l'antenna attraverso una linea di trasmissione su cui è derivata una linea a quarto d'onda che termina alle placche di 2 tubi modulatori. L'assorbimento è provocato dalle variazioni di impedenza interna dei tubi stessi. Adoperando questo metodo, è stata sperimentalmente dimostrata la possibilità di modulare con una frequenza pari a un decimo della fondamentale. Nella banda di televisione di 50 MHz è possibile quindi modulare con una banda laterale di 5 MHz, doppia cioè di quella richiesta dalle norme attuali della R. M. A.

Un sistema di modulazione affine al precedente sotto certi aspetti, ma studiato in modo da fornire elevati rendimenti ($50 \div 60\%$) è stato proposto da R. B. Dome della « General Electric ». Si tratta di un **sistema di modulazione mista** di placca e di griglia dello stadio finale del generatore a radiofrequenza. La modulazione di placca è ottenuta per assorbimento: per essa vengono utilizzati i soli picchi positivi della tensione modulante, mentre con i picchi negativi si modula la griglia del generatore.

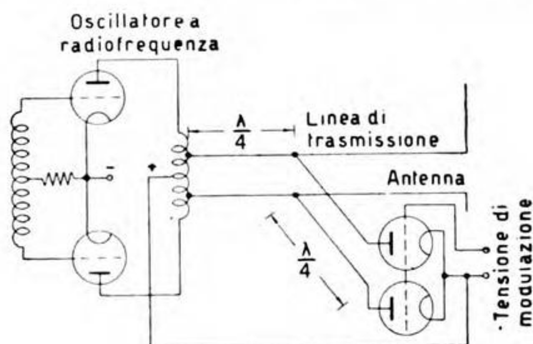


Fig. 1. — Circuito fondamentale del sistema di modulazione ad assorbimento a larga banda.

Per aumentare il rendimento, la corrente rettificata dei tubi modulatori viene inviata alla sorgente di corrente continua che alimenta il generatore.

Per la **prova di microfonicità dei tubi elettronici** A. B. Oxley della R. C. A. Victor ha sperimentato il seguente metodo. Il tubo viene montato su di una piattaforma che viene fatta vibrare dal motore di un altoparlante dinamico alimentato da un oscillatore a battimenti. Il tubo

si alimenta con le tensioni normali di funzionamento, e nel circuito di placca viene inserito un circuito di rilievo oscillografico. Al variare della frequenza, in corrispondenza delle frequenze proprie di vibrazione di ciascun elemento, si notano brusche variazioni della corrente di placca. Per ogni tubo si può ricavare così uno spettro il quale si mantiene pressochè invariato per tubi dello stesso tipo. Per determinare le frequenze proprie di oscillazione dei vari elementi, questi vengono collegati uno alla volta al catodo. In tal modo nello spettro viene a mancare la riga caratteristica corrispondente alle vibrazioni proprie dell'elemento considerato. Il pregio del metodo, rispetto a quello normalmente adottato, di colpire l'involucro del tubo con un martelletto e determinare le variazioni di corrente anodica che ne derivano, sta nel fatto che operando in tal modo gli elementi interni del tubo vibrano non con la frequenza propria, ma con la frequenza impressa.

L. P.

NUOVI APPARECCHI

Apparecchiatura per tarature di microfoni elettrostatici.

EMMA FANO

Si descrive un'apparecchiatura atta ad effettuare tarature di microfoni elettrostatici con due metodi diversi: metodo a bassa frequenza e metodo ad alta frequenza. Si riportano grafici di misure attuate, i quali provano la coincidenza dei due metodi. Si è effettuata inoltre la taratura di un microfono nel vuoto, per verificare l'influenza dello strato d'aria interposto fra membrana ed elettrodo fisso.

1. - Generalità.

Molti studi e ricerche sono stati fatti in questi ultimi anni nel campo dei microfoni e ben noti sono i metodi per eseguire la loro taratura. Sembra tuttavia possa riuscire utile la conoscenza dell'apparecchiatura attuata presso la Sezione Elettroacustica dell'I. E. N., poichè essa contiene tutti i dispositivi necessari per effettuare in modo rapido la taratura di pressione di un microfono elettrostatico con due metodi diversi, consentendo così di avere subito una verifica dei risultati ottenuti.

Poichè la *taratura di un microfono* consiste nel determinare la relazione intercedente fra la tensione generata dal microfono per effetto di una pressione sonora p, che agisce sul diaframma, e la pressione stessa, essa si può eseguire sia portando il microfono in un campo sonoro di caratteristiche altrimenti note (taratura a campo libero), sia applicando la pressione direttamente al diaframma del microfono (taratura di pressione). Nel primo caso, nel quale il valore massimo (o efficace) E della tensione generata dal microfono risulta funzione del valore massimo (o efficace) P della pressione sonora, della pulsazione ω e dell'angolo ϑ che la direzione di propagazione dell'onda incidente forma con la normale al piano della membrana, si tien conto delle distorsioni introdotte dal microfono nel campo sonoro a causa delle sue dimensioni e della risonanza prodotta dall'eventuale arretramento della membrana; nel secondo invece si determina la relazione che lega la E a P e ad ω, senza tener

conto della direzione di propagazione dell'onda incidente e delle distorsioni introdotte dal microfono nel campo sonoro.

L'apparecchiatura, che qui si descrive, serve per effettuare la seconda delle due tarature citate.

2. - Taratura di pressione.

Poichè per la maggior parte dei microfoni a condensatore la tensione generata dal microfono risulta, per ogni frequenza, proporzionale alla pressione applicata, per eseguire la taratura è in generale sufficiente determinare la risposta del microfono, cioè la relazione $\frac{E}{P} = f(\omega)$.

Eccitazione del microfono. - Fra i vari metodi che consentono di applicare al microfono una pressione di valore noto e costante al variare della frequenza, si è scelto quello dell'eccitazione elettrostatica, poichè con tale metodo la valutazione della pressione si riconduce a misure di grandezze elettriche, effettuabili perciò in modo semplice e con grande esattezza.

Se tra due lamine parallele, di superficie S e poste a distanza d, si applica una tensione $v = V_o + V \text{ sen } \omega t$, costituita da una componente continua V_o e da una componente alternativa $V \text{ sen } \omega t$, esse risultano sollecitate da una forza:

$$f = pS = \frac{\varepsilon S}{d^2} (V_o + V \text{ sen } \omega t)^2 =$$

$$= K\left(V_o^2 + \frac{V^2}{2} + 2\, V V_o \text{ sen } \omega t - \frac{V^2}{2} \cos 2\, \omega t\right),$$

costituita da una componente continua e da due componenti alternative aventi rispettivamente la frequenza della fondamentale della f. e. m. applicata e della sua seconda armonica; ε è la costante dielettrica del mezzo e si è posto $K = \frac{\varepsilon S}{d^2}$. Si può rendere la componente di frequenza doppia trascurabile rispetto alla fondamentale, scegliendo $V \ll V_o$ (infatti, se ad esempio $\frac{V}{V_o} = 0{,}1$, l'ampiezza della seconda armonica risulta il 2,5% dell'ampiezza della fondamentale).

Da quanto si è detto risulta che se tra la membrana di un microfono a condensatore ed un elettrodo ausiliario, posto dinnanzi ad essa, si applica una tensione $v = V_o + V \text{ sen } \omega t$, sulla membrana si esercita una forza $f = F_o + F \text{ sen } \omega t$ $\left(\text{con } F_o = K V_o^2;\ F = 2\, K V V_o;\ K = \frac{\varepsilon S}{d^2}\right)$, costituita da una componente continua F_o e da una componente alternativa $F \text{ sen } \omega t$, il cui valore massimo (o efficace) F rimane costante al variare della frequenza, se si mantengono costanti V_o e V, e risulta noto, se si conosce la distanza d. Poichè in genere è difficile conoscere d

con grande esattezza, per effettuare la taratura di un microfono si procede a due operazioni distinte:

a) determinazione della risposta relativa, cioè della risposta del microfono per pressione applicata costante, ma di valore incognito;

b) determinazione della costante K.

Taratura relativa. - Per eseguire la taratura relativa di un microfono, si sono adottati due metodi, in modo da poter avere una verifica dei risultati ottenuti.

A) Metodo a bassa frequenza. - Il dispositivo usato per la misura, indicato schematicamente in fig. 1, è costituito essenzialmente dal circuito di eccitazione del microfono, da un preamplificatore microfonico collegato al microfono stesso, da un amplificatore e da uno strumento indicatore. Quando si eccita la membrana, ai capi di R si genera una f. e. m. E che, notevolmente amplificata, viene letta sullo strumento indicatore.

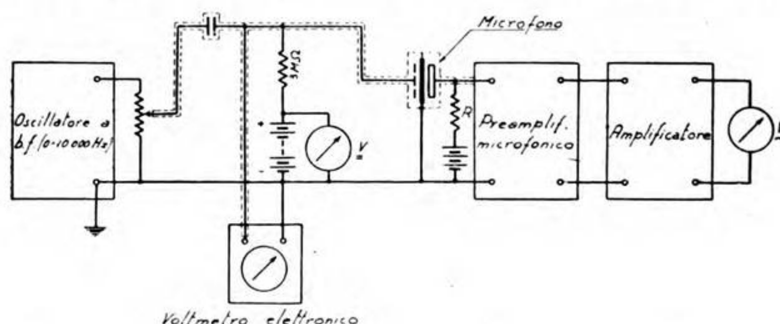


Fig. 1. — Schema del dispositivo per la taratura di un microfono elettrostatico: metodo a bassa frequenza.

Se si varia la frequenza della tensione v applicata fra diaframma ed elettrodo, mantenendo costanti V e V_0 e quindi il valor massimo P della pressione che agisce sulla membrana, si ricava il diagramma che dà la tensione d'uscita in funzione della frequenza, cioè la taratura relativa del microfono. Si procede quindi alla taratura del complesso amplificatore per determinarne il coefficiente di amplificazione.

B) Metodo ad alta frequenza. - Il dispositivo usato per la misura è indicato in fig. 2. Vi si trovano il circuito d'eccitazione del microfono, un generatore ad alta frequenza, un rivelatore ed un amplificatore con strumento indicatore. Il microfono fa parte del circuito oscillatorio del generatore ad alta frequenza; quindi, per effetto di una pressione applicata al diaframma, si determinano variazioni della frequenza del generatore, le cui oscillazioni rivelate e amplificate vengono lette sullo strumento indicatore. Se si varia la frequenza della pressione applicata alla membrana (mantenendone costante il valore massimo P) si può

ricavare la risposta relativa del microfono. Si effettua quindi, anche in questo caso, la taratura del complesso amplificatore.

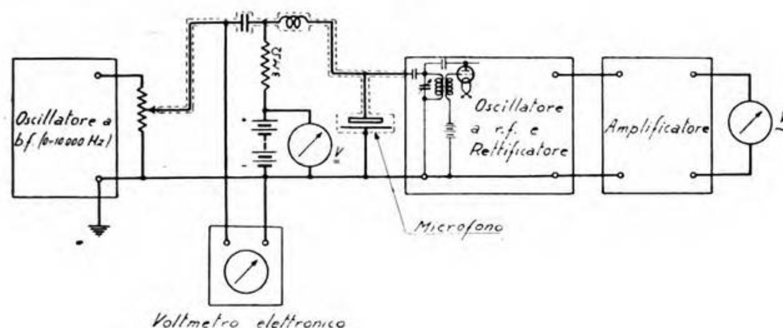


Fig. 2. — Schema del dispositivo per la taratura di un microfono elettrostatico: metodo ad alta frequenza.

In fig. 3 sono riportate le curve risposta-frequenza, ricavate per il microfono elettrostatico R. C. A. n. 3025 coi due metodi descritti: i risultati ottenuti sono sufficientemente coincidenti.

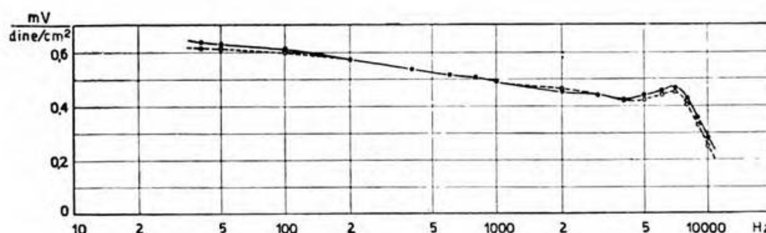


Fig. 3. — Curve risposta-frequenza del microfono elettrostatico R. C. A. n. 3025:
··· metodo a bassa frequenza,
ooo metodo ad alta frequenza.

In fig. 4 sono tracciate le curve di taratura relativa della capsula R. C. A. n. 3375 (metodo a bassa frequenza) e delle capsule R. C. A. n. 3695 e n. 1474 (metodo ad alta frequenza).

In fig. 5 vengono poste a confronto le curve di taratura delle capsule R. C. A. n. 3375 e n. 1474 con la curva di taratura, riportata da E. C. Wente per le sue capsule [1].

---

[1] E. C. Wente: The sensitivity and precision of the electrostatic transmitter for measuring sound intensity - Phys. Rev., 1922, XIX, p. 498.

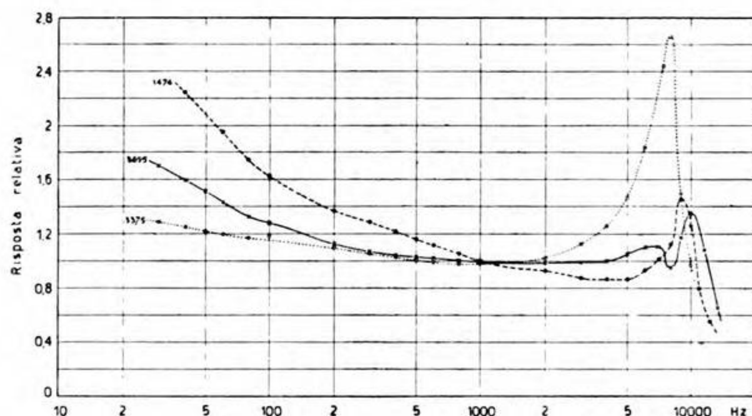


Fig. 4. — Curve risposta-frequenza dei microfoni elettrostatici R. C. A. n. 3375 (metodo a bassa frequenza), n. 3695 e n. 1474 (metodo ad alta frequenza).

Determinazione della costante K. - Per la determinazione della costante $K = \frac{F}{v^2}$ si è usato un metodo statico di compensazione, il quale consiste nell'annullare la deformazione assunta dalla membrana per effetto d'una forza meccanica f, mediante una tensione elettrica capace di generare una forza agente sempre in senso contrario e tale da riportare la membrana nelle condizioni primitive. La posizione di riposo della membrana è rivelata col dispositivo ad alta frequenza (fig. 6) rappresentato schematicamente in fig. 7.

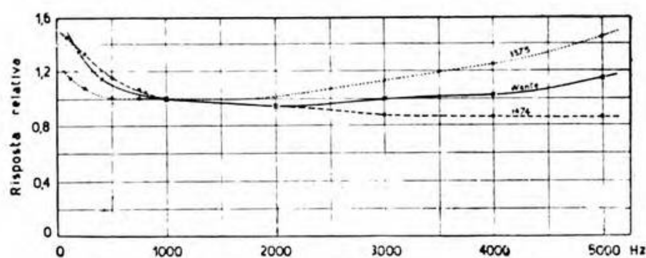


Fig. 5. — Confronto delle tarature di pressione di microfoni elettrostatici di tipo diverso.

Se Δp, Δv ed S sono rispettivamente la pressione applicata al diaframma (misurata con un micromanometro), la tensione di compensazione (misurata con un voltmetro) e la superficie dell'elettrodo ausiliario, il rapporto $\frac{\Delta p \cdot S}{(\Delta v)^2}$ dà la costante K espressa in $\frac{\text{dine}}{\text{volt}^2}$.

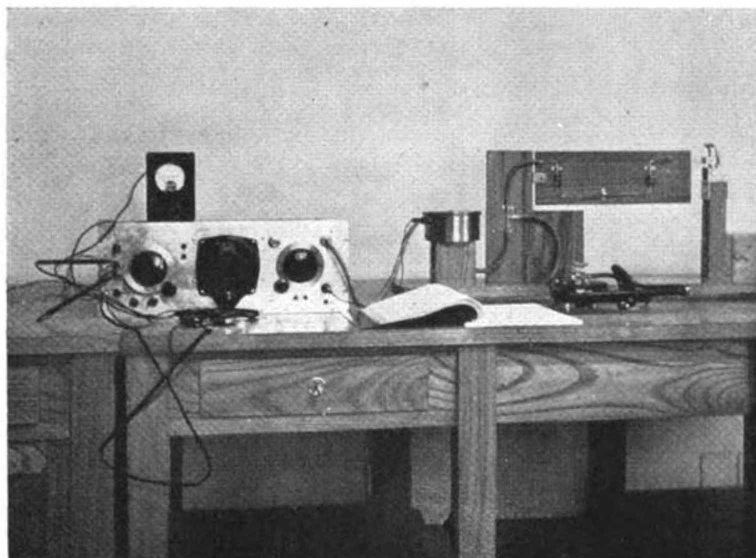


Fig. 6. — Dispositivo per la determinazione della costante K.

La misura della costante K è stata attuata per la capsula R. C. A. n. 3025 e si è ottenuto il valore:

$$K = 102{,}37 \cdot 10^{-3} \frac{\text{dine}}{\text{volt}^2} .$$

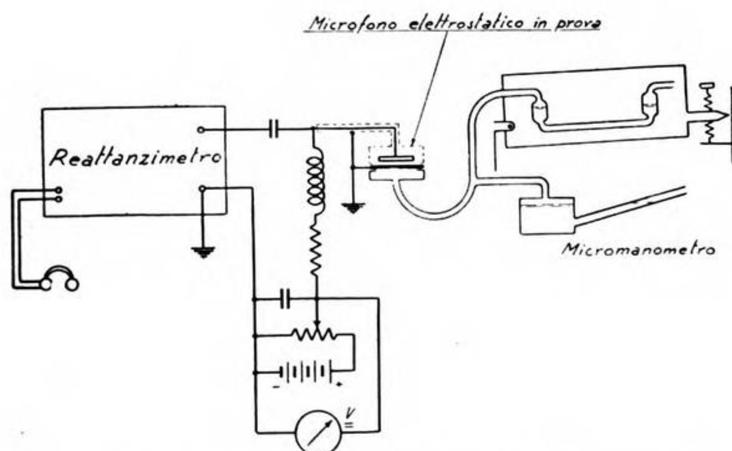


Fig. 7. — Schema del dispositivo per la determinazione della costante K.

Nota la risposta relativa, la costante K e la tensione E ricavate, per una data frequenza (ad esempio 1000 Hz), ai capi del microfono, si deduce il valore numerico del rapporto $\frac{E}{P}$ espresso in $\frac{\text{millivolt}}{\text{dine / cm}^2}$ e si può quindi graduare la scala delle ordinate nei grafici che dànno la taratura relativa, ottenendo così la taratura assoluta del microfono.

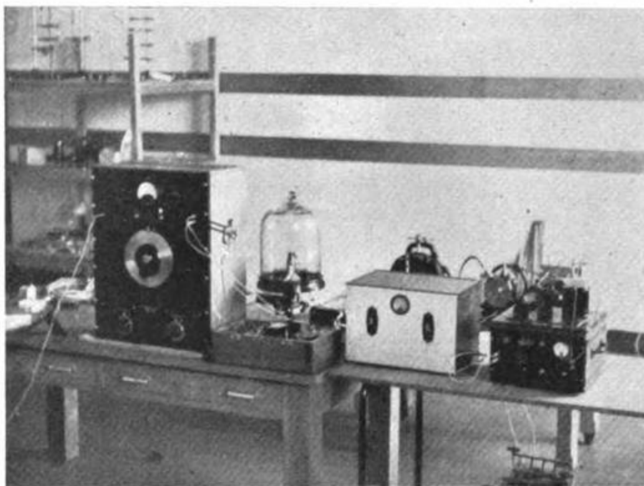


Fig. 8. — Dispositivo per la prova nel vuoto di un microfono elettrostatico.

Per la capsula R. C. A. n. 3025 si è ottenuto per il rapporto $\frac{E}{P}$ il valore:

$$\frac{E}{P}_{(f = 1000\,\text{Hz})} = \frac{6{,}34}{13{,}07} = 0{,}49 \frac{\text{millivolt}}{\text{dine/cm}^2} .$$

3. - Prova nel vuoto.

Si è anche effettuata la taratura relativa di un microfono nel vuoto. Posta la capsula sotto una campana di vetro (fig. 8), si è fatto in questa un vuoto dell'ordine di circa 1 mm di Hg e si è quindi ricavata la caratteristica risposta-frequenza col metodo ad alta frequenza precedentemente descritto. La misura è stata eseguita per il microfono R. C. A. n. 3025 e la curva rilevata si riporta in fig. 9.

Si è così verificata l'influenza del sottile strato di aria interposto fra gli elettrodi sul comportamento del microfono.

La risonanza del sistema vibrante, costituito in questo caso dalla sola membrana, si è ottenuta per un valore di frequenza corrispondente

a 4300 Hz, la curva di risonanza è risultata più acuta e si sono riscontrate risonanze anche per frequenze armoniche della fondamentale, dovute alle vibrazioni della membrana stessa.

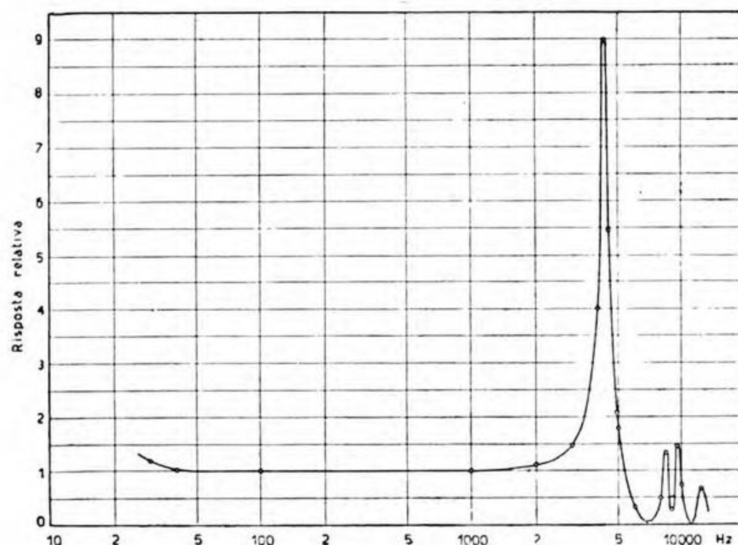


Fig. 9. — Curva risposta-frequenza
nel vuoto del microfono elettrostatico R. C. A. n. 3025.

Confrontando la curva di taratura ricavata nel vuoto con quella precedentemente rilevata per la medesima capsula nel caso di microfono in aria, si vede come la presenza dello strato d'aria influisca favorevolmente sul comportamento del microfono: la curva di risonanza si appiattisce, la frequenza di risonanza si sposta verso frequenze più alte, le frequenze armoniche della fondamentale si portano fuori della gamma utile e la risposta del microfono si mantiene così, per tutta la gamma che praticamente interessa, pressochè costante al variare della frequenza della pressione applicata al diaframma.

Torino, giugno 1938-XVI.

Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris.

INFORMAZIONI E NOTIZIE

Sviluppo della televisione presso la R.C.A. — Un quadro generale degli studi e delle ricerche effettuate recentemente nei laboratori della « Radio Corporation of America » nel campo della televisione, è fornito da una pubblicazione [1] ove, in articoli e monografie, vengono riassunte le considerazioni teoriche ed analitiche necessarie per una facile comprensione dei problemi trattati, si espongono i dati tecnici e si riportano gli schemi delle apparecchiature usate ed i risultati delle numerosissime prove.

Importanti *considerazioni generali* sul problema della televisione si possono trarre da articoli di D. Sarnoff, A. N. Goldsmith, A. Van Dyck i quali ne espongono anche riflessi di carattere sociale e commerciale.

Secondo Sarnoff, presidente della R. C. A., per poter raggiungere un rapido miglioramento nell'esercizio della televisione è necessario creare un sistema di trasmissione e ricezione analogo a quello per le radiodiffusioni, e non occuparsi soltanto dello sviluppo commerciale di apparecchi. Il primo passo da farsi, dati i risultati raggiunti nei lavori di ricerche nei laboratori, sarebbe quello di entrare decisamente nella fase delle prove pratiche, e sarebbe perciò bene non imporre vincoli di norme per non intralciare in alcun modo le possibilità di ulteriori rapidi sviluppi.

Secondo Goldsmith per ottenere un rapido sviluppo commerciale della televisione sarebbero necessari: l'appoggio governativo, la creazione di gruppi di stazioni collegate almeno in parte in rete nazionale, decisi programmi costruttivi, e la produzione di apparecchi con un minimo sicuro di funzionamento soddisfacente e con bassi prezzi di vendita. Lo stesso autore espone considerazioni sulla televisione riguardata come un mezzo di visione intermedio tra la visione diretta umana e quella cinematografica.

Sulla *propagazione delle onde adatte per televisione* riferiscono H. H. Beverage, E. W. Engstrom e C. M. Burril, H. O. Peterson e D. R. Goddard. Come è noto, entro i limiti della propagazione quasi ottica il campo elettromagnetico, per onde comprese tra 10 m e 1 m, risulta inversamente proporzionale al quadrato della distanza e direttamente proporzionale alle altezze dell'antenna trasmittente e ricevente.

[1] R. C. A.: Television: the future of the new art and its recent technical developments. Vol. II - R. C. A. Institutes Technical Press, New York, 1937.

Nel caso che particolarmente interessa la televisione, di irradiazione attraverso agglomerati cittadini, l'intensità del campo ad una data distanza risulta decrescente con la frequenza, a causa di fenomeni di assorbimento da parte dei fabbricati.

Se la propagazione avviene ad una certa altezza sopra la terra, non ha alcuna influenza la direzione di polarizzazione dell'onda; se la propagazione avviene sul mare, si ha un vantaggio notevole se l'onda è polarizzata verticalmente.

Per la propagazione oltre l'orizzonte i dati sperimentali sono insufficienti: Beverage riporta i risultati di V. Handel e W. Pfister e di R. Hull; tale propagazione sarebbe dovuta a fenomeni di diffusione (sulla superficie terrestre) ed a fenomeni di rifrazione (nella troposfera). La diminuzione del campo elettrico al crescere della distanza d dal trasmettitore avrebbe luogo secondo il fattore $1/d^{3.6}$. Per frequenze superiori ai 40 MHz detto fattore aumenta molto rapidamente divenendo per frequenze di 400 MHz dell'ordine di 9. Inoltre per tali frequenze si verificano effetti di evanescenza molto sensibili.

In linea generale per le frequenze superiori ai 45 MHz non si hanno onde spaziali, che sarebbero molto nocive per gli effetti di echi e di interferenze; casi di riflessioni spaziali verificatisi anche per queste frequenze sono da ritenersi del tutto occasionali, dovuti ad aumenti accidentali di densità ionica della regione E, in concomitanza con l'approssimarsi della fase di massimo del periodo undecennale delle macchie solari.

In base a tutte queste caratteristiche di propagazione, e tenendo conto delle elevate larghezze di banda richieste dall'attuale televisione ad alta finezza, risulta conveniente per le trasmissioni televisive la gamma $42 \div 90$ MHz. Impossibilità tecniche attuali di ottenere potenze sufficienti impediscono l'uso di frequenze più elevate, le quali possono peraltro essere utili per collegamenti speciali intermedi: tipico il ponte radio attuato su 177 MHz per il collegamento tra il palazzo della R.C.A. e l'« Empire State Building ». In questo campo di frequenze, secondo Engstrom e Burrill, risulta preferibile l'irradiamento in piano orizzontale con andamento circolare e polarizzazione pure orizzontale. Notevoli disturbi alle trasmissioni sono arrecati dai motori delle automobili e dagli apparecchi di diatermia: per superare questi disturbi occorre che all'ingresso del radioricevitore il segnale risulti non minore di 5 mV. Perchè i disturbi dovuti ad interferenza con altre stazioni siano tollerabili occorre che il rapporto delle intensità dei segnali portanti sia circa 100/1.

Gli *impianti trasmittenti della R. C. A.* sono descritti da R. R. Beal, L. M. Clement ed E. W. Engstrom, O. B. Hanson. Le caratteristiche principali dei più recenti apparati sono: analisi con 441 linee, frequenza di imagine 30 Hz, frequenza di quadro 60 Hz (esplorazione a linee alternate), polarità di trasmissione negativa, frequenza portante per la parte « video » 49,50 MHz, frequenza portante per la parte « audio » 52,75 MHz.

La trasmissione viene effettuata mediante un videotrasmettitore ed un audiotrasmettitore della potenza di circa 7,5 kW ciascuno, e

accoppiati con opportuni filtri ad un'unica antenna (fig. 1) posta sulla sommità dell'« Empire State Building » (altezza circa 375 m). L'antenna ha un diagramma di irradiazione circolare in piano orizzontale e il campo irradiato è polarizzato orizzontalmente. Gli studi di presa sono sistemati nel palazzo della R. C. A. e gli apparati trasmittenti nell'« Empire State Building »; il collegamento è attuato con ponte radio su 177 MHz, o con cavo coassiale, per la parte video, e con altri cavi separati per la parte audio. Gli studi di presa sono dotati di iconoscopi, e di dispositivi per poter trasmettere anche pellicole cinematografiche sia da 16 sia da 35 mm.

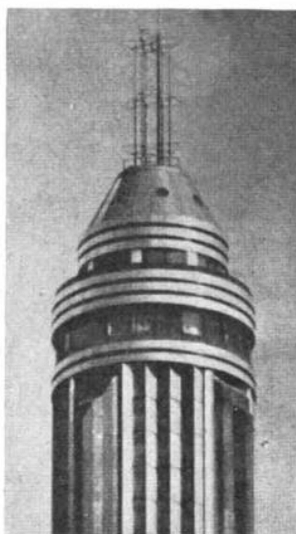


Fig. 1. — Antenna trasmittente di televisione sulla torre dell'« Empire State Building ».

I ricevitori sono del tipo supereterodina con cinescopi montati verticalmente e con visione dell'immagine per mezzo di specchio posto sulla parte interna del coperchio del mobile: quadro di dimensione 19 cm × × 25 cm con splendore massimo di 10^{-3} stilb (quindi non lontano da quello di $2 \div 5 \cdot 10^{-3}$ stilb proposto per i cinematografi), distanza ottima di visione $0{,}90 \div 1{,}20$ m.

Le *caratteristiche degli studi di presa* (fig. 2) sono esposte da O. B. Hanson, R. M. Morris e R. E. Shelby. Di notevole interesse sono le soluzioni adottate per risolvere i problemi creati dalle particolari esigenze ottico-acustiche e dalla necessità di condizionamento dell'aria; sono stati usati schermi ottici speciali diffondenti, schermi filtro per il calore delle lampade (potenza totale delle lampade oltre 50 kW), rivestimenti particolari delle pareti che permettono di variare entro ampi limiti i tempi di riverberazione, e così via. L'intensità di illuminazione negli studi è dell'ordine di $10\,000 \div 20\,000$ lux.

Sui *trasmettitori per televisione* riferiscono in particolare J. W. Conklin e H. E. Gihring. Sono note le grandi difficoltà che s'incontrano quando si vogliono ottenere (come necessario per le attuali trasmissioni televisive)

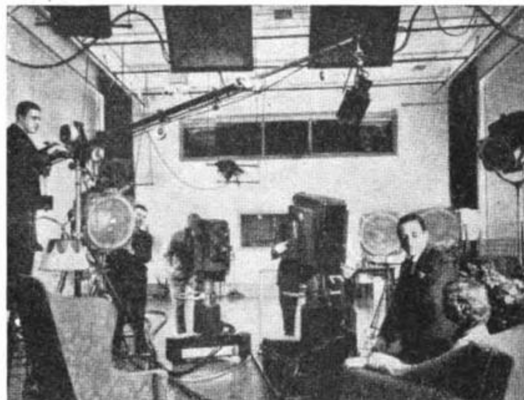


Fig. 2. — Studio per televisione della « Radio City ».

potenze elevate, di circa 10 kW, con frequenze dell'ordine di 50 MHz e larghezze di banda di modulazione dell'ordine di 2, 5 MHz. Le difficoltà maggiori sono dovute al fatto che i tubi esistenti non sono adatti allo scopo, almeno secondo gli autori, e sarebbe quindi necessario creare nuovi tipi di tubi. Sono descritti i tubi R. C. A. 846 e 859 e il tipo 899 adoperato con montaggio in controfase nell'amplificatore di potenza (fig. 3) del videotrasmettitore della R. C. A. Sono indicati i dispositivi per le varie neutralizzazioni, accoppiamenti, filtramenti e simili. L'uso di condutture costituite in acciaio con rivestimento in argento è vantaggioso per gli effetti pellicolari e per la rigidità dell'insieme. Sono indicati pure i vari accorgimenti usati per le resistenze, per gli isolamenti e per i condensatori sottoposti a condizioni di funzionamento particolarmente difficili (per esempio per condensatori di accoppiamento, percorsi da correnti a radiofrequenza di 30÷40 A e sottoposti a tensioni di 10000 V. Molti problemi in merito sono ancora da risolvere in modo completo.

Sugli *amplificatori televisivi* riferiscono S. W. Seeley e C. N. Kimball. Tali amplificatori non risultano di facile attuazione specialmente per la necessità di mantenere costanti la risposta e la costante di tempo entro tutta la gamma video (60 Hz÷2,50 MHz). Gli autori indicano i criteri da seguire per ottenere le caratteristiche richieste; dànno pure indicazioni di schemi per lo studio e le verifiche dei guadagni e della costante di tempo.

Il *ponte radio su 177 MHz* (fig. 4), attuato per il collegamento tra studio e trasmittente televisiva, viene descritto da B. Trevor e O. E. Dow. La distanza da superare è di 1,5 km circa, e il ponte si è dimostrato

perfettamente rispondente anche nei riguardi della larghezza della banda passante e della stabilità.

Della *soppressione parziale di una banda* nella ricezione televisiva trattano W. J. Poch e D. W. Epstein. Sono descritte prove fatte con soppressione parziale di una banda di modulazione in trasmissione ed in ricezione, con risultati soddisfacenti. Sul ricevitore la frequenza portante risulta spostata rispetto al massimo della curva di selettività.

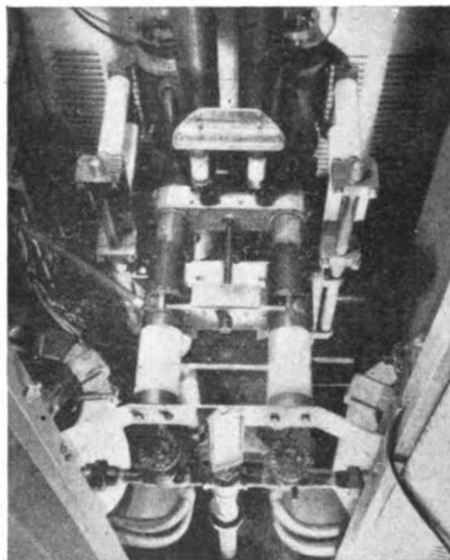


Fig. 3. — Circuito d'accordo d'un amplificatore di potenza per televisione, su 50 MHz.

I risultati migliori si hanno per spostamenti della portante su un punto della curva di selettività corrispondente al 50% di risposta, ma data la pendenza elevata della curva stessa nei dintorni di tali punti, la regolazione è piuttosto critica, per cui in pratica è risultato conveniente spostarsi ad altro punto, cioè quello di risposta eguale al 25%. Le prove effettuate con tale regolazione del ricevitore hanno dato risultati soddisfacenti anche per la ricezione di stazioni normali trasmittenti a banda intera. L'estensione del sistema alle trasmittenti avrebbe il vantaggio di permettere un aumento del numero di canali disponibili.

Lo *splendore delle scene all'aperto*, nei riguardi delle trasmissioni televisive, viene considerato da H. Iams, R. B. Janes e W. H. Hickok. Lo splendore delle scene all'aperto è variabile da quasi zero a circa 1 stilb: il suo valor medio si aggira su $0{,}02 \div 0{,}2$ stilb e poichè, con le sensibilità attuali degli iconoscopi, sono sufficienti splendori di circa $15 \cdot 10^{-3}$ stilb, c'è piena possibilità di trasmissione anche con tempo co-

perto. Sono riportati grafici e tabelle da cui è possibile desumere l'intensità di illuminazione di dette scene all'aperto in funzione dell'altezza solare, per le diverse stagioni. Lo splendore risultante varia poi da una località all'altra (in generale è minore nei grandi centri abitati) e dipende dagli effetti di riflessione su oggetti vicini. Sono analizzate le sensibilità dell'occhio umano e di vari tipi di iconoscopi. È trattato pure dell'influenza dell'apertura delle lenti del sistema proiettore usato per l'iconoscopio. Con lenti di apertura 1/2,7 è possibile la ripresa di scene aventi

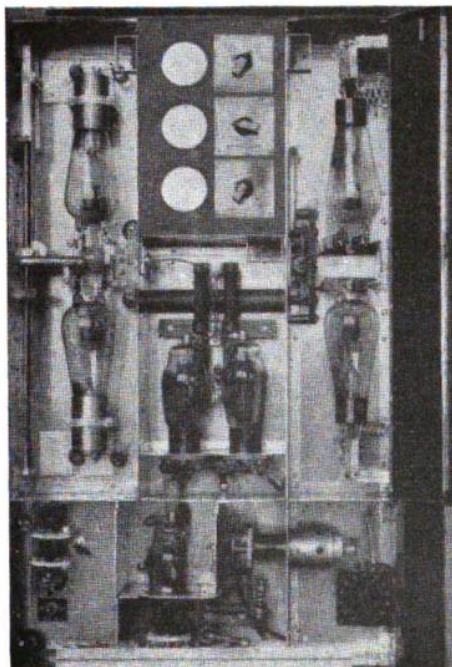


Fig. 4. — Trasmettitore-relè per televisione su 177 MHz: unità radio e video.

splendore di $20 \cdot 10^{-3}$ stilb, e quindi anche di scene notturne con forte illuminazione artificiale, quali incontri sportivi e simili.

Sui *cinescopi* riferiscono V. K. Zworykin e W. H. Painter, e R. R. Law. Secondo gli studi di E. W. Engstrom, per una soddisfacente visione negli apparecchi per uso domestico sarebbero necessari quadri da 45 cm × × 60 cm nel caso di analisi con 441 linee. Con i cinescopi attuali (fig. 5) non è possibile ottenere quadri così grandi sopra tutto per difficoltà costruttive e pratiche. Da ciò la creazione di un nuovo tipo di cinescopio in cui si ottiene una immagine piccola (circa 4,2 cm × 5,7 cm) che viene poi ingrandita alle dimensioni volute attraverso un opportuno sistema

ottico di proiezione. La luminosità totale sul quadro finale, pur risultando sensibilmente minore di quella dei cinescopi normali a visione diretta, è però confrontabile con quella ottenibile in proiezioni di pellicola da 16 mm. Infatti con gli ultimi tipi di cinescopi alimentati con 15 000 V si è ottenuta una potenza utile (massima) di 6 W e quindi prossima ai 7,3 W che occorrerebbero per ottenere lo stesso splendore delle suddette pellicole.



Fig. 5. — Vista interna di un cinescopio da proiezione.

Il rendimento specifico degli schermi è valutabile sulla base di 1,5 candele per ogni watt utile di modulazione.

Continuano gli studi e le prove per aumentare la sensibilità dei cinescopi, con aumenti di tensioni, miglioramenti dei catodi e degli schermi sensibili, e così via, nonchè con perfezionamenti dei sistemi ottici (fig. 6) ottenibili usando tipi di lenti a liquido, poste a contatto con il cinescopio stesso: l'aumento dell'apertura utile del sistema ottico è proporzionale al quadrato dell'indice di rifrazione del liquido; esso è del 70% con acqua, e sale al 225% con olio di paraffina o di cedro. Così si ha anche il vantaggio di una miglior dissipazione del calore che si produce sullo schermo.

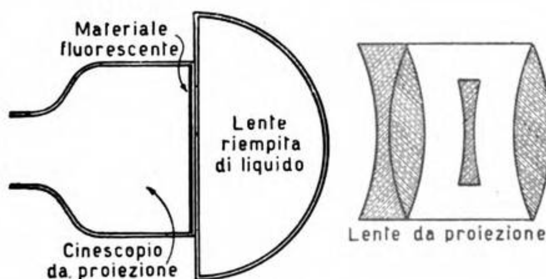


Fig. 6. — Sistema ottico con lente a liquido per cinescopio da proiezione.

Sempre sui cinescopi, un circuito particolarmente adatto per lo studio di tutte le loro caratteristiche, è descritto da C. E. Burnett; esso si basa sull'analisi di figure composte di elementi bianchi e neri con disposizione a scacchiera e ottenute sullo schermo fluorescente con opportuni dispo-

sitivi. Il sistema permette lo studio anche dei circuiti di deflessione e sincronizzazione.

Di un tipo di *oscillografo adatto per studi di televisione* (fig. 7) si occupa A. C. Stocker. L'apparato, caratterizzato dall'impiego di un particolare oscillatore che produce onde rettangolari, permette l'analisi di onde sinusoidali per tutte le frequenze da 10 Hz a 2 MHz, di onde di altra forma qualunque per frequenze tra 30 Hz e 50 kHz, e quindi si presta bene anche per lo studio dei transitori. L'apparato permette pure misure di tensione da 0,5 a 400 V, per tutta la gamma di frequenza sopra indicata.

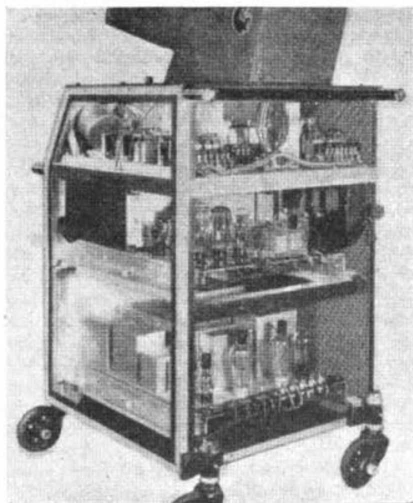


Fig. 7. — Oscillografo a raggi catodici per rilievi sugli apparati di televisione.

Alcune *limitazioni teoriche dei tubi a raggi catodici* vengono esaminate da D. B. Langmuir. Partendo da alcune ipotesi (quali la distribuzione maxwelliana delle velocità degli elettroni uscenti dal catodo, l'assenza di aberrazioni nel sistema di concetrazione focale e la validità della legge dei seni) si giunge ad una formula che dà il valore della corrente massima ottenibile con un fascio elettronico, in funzione della corrente catodica, delle tensioni applicate, della temperatura assoluta del catodo, e del semiangolo sotteso dal cono elettronico che converge sulla macchia catodica. Si dimostra come anche nel caso di catodo piano e campo acceleratore uniforme, l'immagine virtuale risulta affetta da aberrazioni sferiche per cui è da ritenere che proprio la presenza di tali aberrazioni limiterà il potere risolvente di alcuni tipi di microscopi elettronici. L'autore conclude che ulteriori aumenti nelle correnti dei fasci elettronici saranno possibili soltanto ricorrendo a catodi di nuova concezione con

poteri emissivi più elevati, e ideando sistemi focali che permettano di poter ampliare l'angolo utile del fascio conico elettronico.

Su *iconoscopi e tubi televisivi di presa* in genere, riferiscono V. K. Zworykin, G. A. Morton e L. E. Flory, H. Iams e A. Rose.

Gli iconoscopi attuali (fig. 8) hanno un rendimento totale molto basso ($5 \div 10\%$) a causa di vari elementi limitanti la loro efficienza: perdite nella corrente utile elettronica per la eliminazione delle aberrazioni e perdite per gli effetti di ridistribuzione sullo schermo sensibile di elettroni secondari emessi dallo schermo stesso.



Fig. 8. — Camera iconoscopica da studio.

Le amplificazioni che si possono imprimere al segnale televisivo all'uscita degli iconoscopi sono limitate dalla presenza di disturbi di fondo inerenti al sistema di accoppiamento iconoscopio-amplificatore. Si deve quindi aumentare la resa propria degli iconoscopi, e cioè la loro sensibilità caratteristica, così da ottenere per il rapporto fra disturbo e segnale il minimo valore possibile, a parità di illuminazione dell'immagine trasmessa. In sèguito alle prove effettuate si possono trarre, a seconda

dei valori del rapporto disturbo/segnale (riferito al valor efficace del disturbo), le seguenti conclusioni:

a) disturbo/segnale > 30%: l'immagine non è distinguibile;

b) disturbo/segnale = 30%: l'immagine si può distinguere, ma si presentano disturbi molto fastidiosi;

c) disturbo/segnale = 10%: l'immagine è molto buona, ma i disturbi sono ancora visibili;

d) disturbo/segnale = 3%: l'immagine è chiarissima ed i disturbi non sono più percettibili.

Adottando il valore medio del livello 10%, gli iconoscopi attuali richiedono un'illuminazione (nei massimi) di $7 \cdot 10^{-4}$ lumen/cm², che è un valore ancora alquanto elevato rispetto alle luminosità medie delle figure da trasmettere.

Un primo aumento di sensibilità in ragione di 2-3 volte, si è ottenuto eliminando la resistenza di accoppiamento tra l'iconoscopio e l'amplificatore ad esso connesso, e ricavando il segnale direttamente dal fascio elettronico attraverso un moltiplicatore elettronico del tipo a emissione secondaria. Così si è potuta ridurre l'illuminazione a $2 \cdot 10^{-4}$ lumen/cm². Si è ottenuto un ulteriore aumento di sensibilità (circa 10 volte) riducendo la capacità degli elementi del mosaico (aumentando lo spessore del supporto dielettrico): così, a parità di tempo, la scarica degli elementi richiede corrente elettronica minore. Si è in tal modo attuato un nuovo tipo di iconoscopio con due moltiplicatori elettronici disposti a 30° rispetto al piano del mosaico così da lasciare libero il passaggio per la proiezione delle immagini formate sul mosaico stesso.

Aumenti di sensibilità sono stati ottenuti anche per altra via, con gli iconoscopi a moltiplicatore d'immagine, derivanti dall'applicazione di un moltiplicatore all'iconoscopio stesso: l'immagine proiettata su un fotocatodo si trasforma in immagine elettronica che viene proiettata, con apposito sistema magnetico, su un mosaico emissivo secondario. Il fotocatodo trasparente è costituito da strato di argento sensibilizzato al cesio (sensibilità 20÷25 lumen), il mosaico invece è di costituzione piuttosto complessa: schermo base di nichel a maglie, molto sottile, ottenuto per deposito elettronico, rivestimento con smalto vetroso, interstizi riempiti con ossido d'argento ed una sostanza legante, espulsa poi per riscaldamento mentre l'ossido si riduce ad argento. Il catodo è curvo con raggio eguale al diametro della lente, allo scopo di ridurre gli effetti di astigmatismo. Con questi iconoscopi si è arrivati pure ad un aumento di sensibilità di 10 volte. Le prove continuano, anche per tubi con moltiplicatori di immagini a più stadi.

Lo *stato attuale dei telescopi elettronici* viene riassunto da G. A. Morton ed E. G. Ramberg. Sono richiamate le varie proprietà ottico-elettroniche di questi tubi, e sono analizzati i vari tipi di astigmatismo che vi si manifestano, le cause che li determinano, e alcuni dispositivi di correzione.

Sugli *schermi fluorescenti* per tubi a raggi catodici riferisce H. W. Leverenz. Si tratta di una rassegna dei lavori svolti presso il laboratorio di ricerche elettroniche, sia per tubi catodici semplici, sia per tubi di televisione. Sono indicati i vari processi di formazione, le caratteristiche dei diversi tipi, e riportate tabelle e formule relative alle proprietà di penetrazione dei raggi catodici, agli schermi ed in particolare agli spessori dei medesimi, alle dimensioni degli elementi del mosaico sensibile e così via.

L. Per.



Vol. VII - N. 7 Luglio 1938-XVI

ALTA FREQUENZA

SOMMAIRE

Vol. VII - N. 7 Luglio 1938-XVI

ALTA FREQUENZA

CONTENTS

Vol. VII - N. 7 Luglio 1938-XVI

ALTA FREQUENZA

INHALT

ING. R. SAN NICOLÒ, *Direttore responsabile*

8060 - A.P.E. - Arti Poligrafiche Editrici - TORINO, Via Menabrea 9.

PUBBLICAZIONI DELL' A. E. I.

L'ELETTROTECNICA - Periodico quindicinale.	
Giornale ed atti dell'A. E. I. (si pubblica il 10 e il 25 di ogni mese).	
Annate arretrate . . . cad.	L. 100,—
Abbonamento: per il regno	» 120,—
per l'estero	» 180,—
Un numero separato: per il Regno	» 6,—
per l'Estero	» 8,—
ALTA FREQUENZA - Periodico mensile.	
Rivista di Radiotecnica, Telefonia e Acustica applicata.	
Annata 1932	L. 30,—
Annate 1933-34-35-36-37 . cad.	» 40,—
Abbonamento 1938	» 50,—
per i Soci AEI e SIF	» 40,—
Un numero separato	» 6,—
ANNUARIO A. E. I. - N. 1 (Gennaio) - Elenco Soci - Pubblicazioni . Prezzo	L. 3,— gratis ai Soci
N. 2 (Luglio) - Repertorio Elettrotecnico - Variazioni al N. 1 . Prezzo	L. 3,— gratis ai Soci
NORME DEL C. E. I.	
Norme **Lampade** Elettriche - **Linee** aeree (Cap. III Norme impianti) Prezzo	L. 3,—
per i Soci	» 2,—
Norme **Cavi** isolati in carta - **Conduttori** isolati in gomma - **Conduttori** in rame nudo - **Contatori** monofasi - **Impianti** elettromedicali - **Impianti** teatri - **Interruttori** - **Isolatori** in porcellana - **Isolatori** in vetro - **Linee** aeree di contatto - **Motori** primi idraulici - **Motori** trazione - **Olii** - **Protezione** radioaudizioni - **Raddrizzatori** a vapori di mercurio - **Trasformatori** di misura - **Tubi** elettronici . Prezzo di ciascun fascicolo	L. 4,50
per i Soci	» 3,—
Norme **Impianti** Elettrici	» 6,—
per i Soci	» 4,—
Norme **Macchine** Elettriche - **Impianti** di bordo . Prezzo di ciascun fascicolo	L. 9,—
per i Soci	» 6,—
Raccolta completa Norme sconto del 10% sui prezzi esposti.	
STATISTICA DEGLI IMPIANTI ELETTRICI IN ITALIA.	
Vol. I. - Dati elettrotecnici sulle distribuzioni di energia elettrica nei Comuni, Impero e Colonie d'Italia (IV edizione)	L. 9,—
Vol. II. - Elenco delle **Centrali** di produzione di energia elettrica Prezzo ridotto	» 100,—
per i Soci	» 60,—
RENDICONTI DELLE RIUNIONI ANNUALI.	
Prima Serie (Estratti della Rivista « L'Elettrotecnica »):	
Vol. I. 1922 - Milano: **Produzione e distribuzione dell'energia elettrica.**	
Vol. II. 1923 - Venezia: **Applicazioni dell'energia elettrica.**	
Vol. III. 1924 - La Spezia: **La illuminazione elettrica e l'inerente distribuzione dell'energia.**	
Vol. IV. 1925 - Napoli: I. **Conversioni di forma dell'energia elettrica.** - II. **Mezzi per assicurare la continuità del servizio degli impianti elettrici.**	
Vol. V. 1926 - Brescia: (esaurito).	
Vol. VI. 1927 - Como: (esaurito).	
Prezzo dei Volumi della Prima Serie	L. 30,—
per i Soci	L. 10,—
Nuova Serie (non pubblicati sulla Rivista « L'Elettrotecnica »):	
Vol. I. 1928 - Genova: I. **Trazione elettrica ferroviaria e tranviaria.** - II. **Propulsione elettrica navale**	L. 60,—
per i Soci	» 32,—
Vol. II. 1929 - Pescara-Francavilla a Mare: I. **Elettroagricoltura.** - II. **Elettrotermica.** - III. **Elettrochimica**	» 55,—
per i Soci	» 32,—
Vol. III. 1930 - Trieste: (esaurito).	
Vol. IV. 1931 - Perugia: **Sottostazioni di trasformazione di energia elettrica**	» 75,—
per i Soci	» 32,—
Vol. V. 1932 - Firenze: I. **Correnti joniche ed elettroniche. Nuove applicazioni industriali.** - **Applicazioni elettroagricole** (**Diagrammi di consumo**)	» 60,—
per i Soci	» 32,—
Vol. VI. 1933 - Sorrento: **Materiali impiegati nelle costruzioni ed applicazioni elettriche**	» 40,—
per i Soci	» 32,—
Vol. VII. 1934 - Gardone: **Perturbazioni nel funzionamento degli Impianti Elettrici**	» 40,—
per i Soci	» 32,—
Vol. VIII. 1935 - Santa Margherita Ligure: **Misure** (in 3 fascicoli) opera completa	» 45,—
per i Soci	» 32,—
Per fascicolo separato	» 20,—
per i Soci	» 15,—
Vol. IX. 1936 - Roma: **Radioricevitori.** - **Comunicazioni su filo** - **Centrali idroelettriche**	» 75,—
per i Soci	» 60,—

Per acquisti rivolgersi all' Ufficio Centrale dell'A. E. I.
Via San Paolo, 10 — MILANO (2/2)

I VERSAMENTI possono essere eseguiti a mezzo posta giro al N. 3/1189 su Milano



Vol. VII - N. 8-9 (PUBBLICAZIONE MENSILE) AGOSTO-SETTEMBRE 1938 - XVI

ALTA FREQUENZA

RIVISTA DI
RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

SOTTO IL PATROCINIO
DEL CONSIGLIO NAZIONALE DELLE RICERCHE
DELL'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
DELLA SOCIETÀ ITALIANA DI FISICA



ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
MILANO (2/2) - VIA SAN PAOLO, N. 10

SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE

A.F. VII - 8-9 AGO.-SET. 1938

VOL. VII AGOSTO-SETTEMBRE 1938-XVI N. 8-9

ALTA FREQUENZA

RIVISTA
DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

Edita dall'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
Redazione: Torino (116), Corso Massimo d'Azeglio, 42. *Amministrazione:* Milano (2/2), Via S. Paolo, 10. *Ufficio Pubblicità:* Milano (2/2), Via S. Paolo, 10.

È gradita la collaborazione dei lettori. Gli scritti dei singoli Autori non impegnano la Redazione e quelli della Redazione non impegnano il Comitato Direttivo. I manoscritti non si restituiscono.

ABBONAMENTO ANNUO . . . L. 50
PER I SOCI A.E.I. O S.I.F. » 40
UN NUMERO SEPARATO . . » 6

ANNATE ARRETRATE (FINCHÈ DISPONIBILI) I (1932) L. 30; II (1933), III (1934), IV (1935), V (1936), VI (1937) L. 40 CIASCUNA

SOMMARIO

Résumés en langue française - English summaries
Summarische Uebersichten in deutscher Sprache

Vol. VII Agosto-Settembre 1938-XVI N. 8-9

ALTA FREQUENZA



VI Assemblea U. R. S. I.

Agli occhi di uno storico futuro delle nostre discipline apparirannno probabilmente come una caratteristica significativa di questo tempo la scomparsa della distinzione precisa fra lavoro scientifico e lavoro tecnico, la caduta delle barriere fra il laboratorio e l'officina, la fusione degli sforzi del teorico e del pratico. Progrediscono gli studi; e i fenomeni man mano scoperti escono dall'ambiente scientifico che li ha rivelati, per diventare oggetto di utilizzazioni industriali e commerciali, di lavorazioni in serie, di movimenti ingenti di capitali. Ma la scienza continua a osservarli, a mantenere su di loro una maternità di origine che ne sorveglia gli sviluppi e le applicazioni: quasi gelosa di non farne brillare abbastanza ogni aspetto ed ogni vantaggio.

Scambio di aiuti ed intima collaborazione, particolarmente fervidi nell'àmbito della radio. Dall'elettronica dei tubi a quella dell'alta atmosfera, dallo studio della generazione a quelli della propagazione e della rivelazione d'ogni sorta di perturbazioni elettromagnetiche, dal progetto degli apparati all'analisi del loro modo di agire, si stende un vastissimo campo di lavoro in cui legioni di tecnici e di studiosi operano concordi per il progresso.

A favorire ed intensificare ancora questa collaborazione è stata creata l'Unione Radio Scientifica Internazionale, con lo scopo precipuo di dare incremento all'attività di ricerca che ha più stretti legami con la radiotecnica intesa in senso lato. Fenomeni di propagazione, fenomeni ionosferici, comportamento di antenne, funzionamento di oscillatori non lineari e a frequenze elevate, misure e confronti di frequenza, sono alcuni dei temi che l'U. R. S. I. propone ai propri lavori.

La VI Assemblea Generale dell'Unione avrà luogo a Venezia dal 4 al 10 settembre e si chiuderà a Roma. In occasione di tale convegno saranno fra noi scienziati, tra i più illustri, di tutto il mondo. « Alta Frequenza » è lieta di dare, con questo fascicolo che viene Loro dedicato, il cordiale benvenuto agli Ospiti, a nome di tutti gli studiosi italiani.

Radiazione da antenne orizzontali.

La possibilità di produrre, con antenne orizzontali, campi elettromagnetici non trascurabili alla superficie del suolo è esclusa dalla più semplice e più consueta teoria dell'antenna, nella quale il terreno si suppone conduttore perfetto. È invece ormai sperimentalmente provato che antenne così disposte si possono utilizzare nei radiocollegamenti a distanza. La trattazione teorica del caso di un dipolo orizzontale è stata compiuta fin dal 1911. Si è dimostrato tra l'altro, che l'influenza della conduttività finita del terreno è essenziale per spiegare i risultati sperimentali.

Benchè le applicazioni non siano poche, molto scarsi appariscono tuttavia gli studi in proposito, specialmente se si osserva quanto lavoro sia stato invece rivolto allo studio della radiazione da antenne verticali.

L'ingegnere LATMIRAL ha, con elegante e suggestiva applicazione del principio di reciprocità, trasportato i risultati ottenuti per le antenne verticali al campo delle antenne orizzontali e ha definito così, in modo praticamente completo, le caratteristiche di queste.

Tali antenne hanno dal punto di vista militare un'importanza che non può sfuggire a chi volga il pensiero alla difficoltà di elevare e di spostare aerei verticali di una certa altezza nei collegamenti campali. Nel tema delicato dell'attrezzatura militare della nazione, lo studio che pubblichiamo reca indubbiamente un valido contributo alla soluzione di un problema considerevole e non facile.

Delle interessanti esperienze, che l'autore ha compiuto per verificare le proprie deduzioni teoriche, devono essere segnalate in modo speciale quelle dirette alla misura della conducibilità del terreno in piccolo spazio (qualche lunghezza d'onda). Deriva infatti dalla teoria delle antenne orizzontali un metodo per l'esecuzione di tali misure, che ci sembra degno di diffondersi, specialmente per la semplicità dei mezzi richiesti.

Lavoro scientifico organizzato.

Tra le persone estranee al nostro campo di studi è abbastanza diffusa l'idea che ogni fase del rapido progredire delle comunicazioni elettriche sia legata a qualche nuova scoperta o invenzione, più o meno importante, ma pur sempre degna di rilievo. Che ciò sia avvenuto talvolta è innegabile, ma senza dubbio una parte notevole del progresso già attuato e di quello in corso è anche dovuta a un lavoro meno appariscente al profano, meno geniale se si vuole, ma non per questo meno efficace.

Vogliamo qui alludere all'opera di ricerca sistematica, eseguita, sia per via teorica, sia con mezzi sperimentali, così presso le industrie, come nei laboratori scientifici, e destinata a risolvere nel migliore dei modi

una numerosa serie di piccoli problemi: qualcuno fors'anche di importanza apparentemente trascurabile, ma tali spesso, che dalla loro buona soluzione dipendono l'economia di esercizio o di costruzione, la praticità di uso o la durata o la perfezione del prodotto.

Lavoro scientifico e tecnico, tipico dei grandi istituti moderni di ricerca. Ove è più facile ottenere, che si attenui la tendenza individualistica dei ricercatori, aspiranti piuttosto a effettuare ricerche concettualmente brillanti, ma troppo sovente destinate a rimanere isolate e quasi fine a se stesse: ed è possibile indirizzare il lavoro verso studi che difficilmente sarebbero intrapresi da un singolo, o per il tempo che richiedono o perchè abbisognano di personale con mentalità e attitudini varie.

Gli scopi di tali ricerche sono di volta in volta assai diversi: ad esempio, la scelta del miglior materiale per determinate costruzioni o la precisazione della forma e delle dimensioni più acconce dei pezzi; le relazioni tra il modo di funzionare degli apparecchi o di qualche loro elemento e uno dei particolari costruttivi adottati; il miglioramento dei metodi di misura e di controllo, per conseguire precisioni maggiori o norme di uso più semplici, accessibili a esecutori sempre meno specializzati.



Gl'istituti che si orientano verso ricerche di questo genere devono avere un'organizzazione diversa da quella dei laboratori creati per scopi didattici o per prove di carattere strettamente industriale: innanzi tutto vi occorre un personale abbastanza numeroso, per consentire una certa specializzazione di ciascuno dei suoi membri, con notevole vantaggio nel tempo necessario all'esame dei problemi e alla esecuzione delle esperienze, e con minori rischi derivanti dal cattivo uso degli apparecchi; in secondo luogo vi si richiede un corredo di attrezzature permanenti, atte a funzionare immediatamente. Un tale indirizzo esige dotazioni piuttosto rilevanti: ma in generale si constata che dopo qualche tempo i frutti di un'attività scientifica metodicamente organizzata compensano in modo assai largo la maggiore richiesta di mezzi.

Un esempio di lavoro sistematico del tipo di quelli ora accennati è offerto da una ricerca svolta presso l'Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris, della quale pubblichiamo i risultati nelle memorie dei colleghi VITI, BRESSI e PONTECORVO.

Riconosciuta la opportunità di avere a disposizione un corredo di dati sul comportamento dei resistori, che si adoperano negli apparecchi radioriceventi, si è cominciato con lo scegliere il metodo di misura. Il procedimento che si presentava come più indicato sotto certi punti di vista, lasciava tuttavia qualche dubbio circa l'attendibilità delle prove a frequenze notevolmente elevate. Si è svolta allora una prima ricerca, in parte teorica, in parte sperimentale, che ha rassicurato sulla bontà del metodo, per gli scopi da ottenere. Un secondo passo è stato fatto con la

esecuzione di una larga serie di misure che hanno esplorato praticamente tutta la produzione disponibile sul mercato italiano: i risultati costituiscono quello che può dirsi lo scopo primario della ricerca. A misure fatte. disponendosi di dati numerosi e precisi, si è constatata la possibilità di inquadrare il comportamento di ogni singolo resistore in una trattazione più generale, e si è così giunti a conclusioni, che interesseranno non soltanto chi debba usare i resistori, ma anche chi ne curi la fabbricazione.

Ricerche su condensatori di precisione.

Tutti coloro che hanno avuto occasione di eseguire misure nel campo delle radiofrequenze sanno che è possibile ottenere risultati abbastanza precisi soltanto se si adotta un certo numero di precauzioni, e soprattutto se si vaglia ogni singolo risultato con un acuto spirito critico.

In particolare lo sperimentatore deve essere a conoscenza del comportamento con la frequenza dei singoli costituenti del circuito su cui opera. Ciò è tanto più difficile, quanto più alta è la frequenza, perchè è ben noto, che mentre a frequenze basse è possibile con buona approssimazione disporre di elementi che vorremmo chiamare puri — e cioè di condensatori equivalenti a una sola capacità (eventualmente con perdite), di bobine d'induttanza con capacità propria piccolissima, e così via — crescendo la frequenza questo diventa sempre meno possibile.

Per eseguire codeste misure, occorre prima avere studiato il modo di comportarsi dei campioni di riferimento: i condensatori variabili in aria, per esempio, devono considerarsi come circuiti complessi contenenti non soltanto capacità, ma anche resistenze, conduttanze e induttanze.

S'intuisce quanto siano delicate tali ricerche, se si riflette alla piccolezza delle entità da determinare, le quali — altrimenti trascurabili — acquistano importanza soltanto per le condizioni particolari di uso.

Lo studio dell'ingegnere HOLZNER esamina dapprima il comportamento dei condensatori in aria e passa poi in rassegna i metodi escogitati per determinarne i dati quantitativi. Esso rientra in quel tipo di scritti monografici che richiedono dall'espositore una padronanza della materia anche maggiore di quella necessaria per l'esecuzione di una ricerca particolare, e che sono tanto utili per chiarire lo stato attuale di una tecnica.

Il lavoro si ricollega altresì a quanto abbiamo detto poco innanzi in altra nota: perchè esso è stato intrapreso come parte preliminare dello studio sistematico di un gruppo di condensatori di precisione, di costruzione italiana e straniera. Non è difficile prevedere che le successive ricerche sperimentali saranno anch'esse degne di molta attenzione.

LA REDAZIONE.

RADIAZIONE SUPERFICIALE DA ANTENNE ORIZZONTALI E MISURA DELLE COSTANTI ELETTRICHE DEI TERRENI

GAETANO LATMIRAL

Si rammenta che un dipolo orizzontale può generare una radiazione superficiale solo se il terreno ad esso sottostante non è un conduttore perfetto; e si mostra che le formole che permettono di calcolare il campo generato a distanza possono essere dedotte anche dal teorema di reciprocità (parte I). Onde estendere i ragionamenti ed i calcoli di cui sopra al caso di una antenna di lunghezza finita, si introduce il concetto di «lunghezza efficace» di una antenna orizzontale e si dànno formole per il calcolo di questa lunghezza, in vari casi. Si mostra altresì che queste formole consentono di istituire un semplice metodo per la misura delle costanti elettromagnetiche del suolo (parte II). Si riferiscono infine risultati sperimentali ed osservazioni di carattere pratico intorno all'impiego campale delle antenne orizzontali ed alla scelta della lunghezza d'onda ottima per un dato collegamento (parte III).

Premessa.

Mentre nel caso di una antenna verticale l'ipotesi che il suolo si comporti come un conduttore perfetto permette di predeterminare delle intensità di campo che, per piccole distanze numeriche, sono di poco superiori ai valori delle intensità effettive, questa ipotesi non consente di chiarire come una radiazione superficiale possa aver origine da una antenna orizzontale. Infatti, sulla superficie di un suolo perfettamente conduttore, le componenti radiative (cioè proporzionali all'inverso della distanza) del campo elettromagnetico risultano nulle, qualunque sia l'altezza a cui è situata l'antenna. In particolare, per l'altezza zero, non si ha alcun campo, nè radiativo, nè induttivo, in nessuna direzione.

L'esperienza dimostra invece che una antenna orizzontale, anche se distesa sul suolo, dà origine sul suolo stesso ad un campo, il cui diagramma polare è simile a quello di un telaio contenuto nel medesimo piano verticale. Inoltre, le componenti del campo, che si propaga superficialmente a distanza, risultano polarizzate in modo del tutto simile a quello che

avverrebbe per una antenna verticale, cosicchè nessuna misura, eseguita su di esse, può permettere di stabilire quale tipo di antenna sia usato in trasmissione. Questo comportamento è stato chiarito da Hoerschelmann (1) il quale ha dimostrato che condizione essenziale perchè un dipolo orizzontale irradi superficialmente è quella che i due mezzi separati dalla superficie in questione abbiano costanti di propagazione finite e tra loro diverse. È appunto questa discontinuità che fa sì che il dipolo possa fungere da sorgente di campo elettrico polarizzato verticalmente, nell'unico modo, cioè, per il quale una propagazione superficiale a distanza è possibile.

Scopo del presente scritto è quello: di riassumere brevemente i termini del problema, e la sua soluzione classica, mostrando che alle stesse conclusioni si può pervenire in base al principio di reciprocità (parte I); di estendere i risultati, validi per un dipolo elementare, al caso, che non ci risulta trattato, di una antenna di lunghezza finita, ricavando altresì un metodo per la misura delle costanti del terreno (parte II); di riferire risultati e considerazioni di carattere sperimentale e pratico (parte III).

PARTE I.

Caso del suolo perfettamente conduttore.

Il campo generato da un dipolo orizzontale, situato al di sopra di un suolo perfettamente conduttore, deve essere studiato tenendo presente che, alla superficie di separazione dei due mezzi, debbono essere continue le componenti tangenziali di **E** e di **H**. La componente tangenziale del vettore **E**, che è nullo nel conduttore perfetto, deve pertanto essere nulla anche nel primo mezzo. Ne consegue che nessun campo elettrico polarizzato orizzontalmente può esistere presso la superficie di un conduttore perfetto e che una antenna, giacente sulla superficie stessa, non può costituire una « sorgente » di campo elettrico.

Il caso, più generale, che il dipolo sia situato a piccola altezza sul suolo, si esamina con facilità osservando che un sistema il quale soddisfi, nel mezzo aria, alle medesime condizioni ai limiti, può essere attuato disponendo nel vuoto, simmetricamente rispetto alla superficie di separazione, due dipoli orizzontali, percorsi da correnti di fase opposta. Per prevedere il campo generato a distanza da questo sistema equivalente ci varremo, anzichè del metodo dei potenziali ritardati vettore e scalare, del metodo del dipolo elementare, che consente di pervenire molto rapidamente allo scopo.

Sia Π il potenziale vettore di Hertz, che rappresenta globalmente l'effetto della corrente e delle cariche di un dipolo elementare, considerato come una sorgente puntiforme di campo elettromagnetico. Π e le sue componenti devono (così come avviene per **E**, per **H** o per i

(1) H. VON HOERSCHELMANN: Ueber die Wirkungsweise des geknickten Marconischen Senders - Jahrb. der draht. Tel., 1911, V, p. 14.

potenziali vettore **A** o scalare Φ) soddisfare all'equazione differenziale, che rappresenta la propagazione di una oscillazione armonica in un mezzo di costanti ε (permettività), γ (conduttività), μ (induttività):

[1] $$\Delta_2 \Pi + k^2 \Pi = 0$$

dove k (jk è la costante di propagazione) vale:

$$k = \omega \sqrt{\left(\varepsilon - j \frac{\gamma}{\omega}\right) \mu} = \omega \sqrt{\varepsilon' \mu}$$

e diviene pari a $k_0 = \frac{2\pi}{\lambda}$ nel vuoto o nell'aria (²).

Il campo elettrico **E** e quello magnetico **H** si deducono da Π in base alle relazioni:

[3] $$\mathbf{H} = j \omega \varepsilon' \operatorname{rot} \Pi$$

[4] $$\mathbf{E} = \operatorname{grad} \operatorname{div} \Pi + k^2 \Pi ,$$

le quali, insieme con la [1], soddisfano alle equazioni di Maxwell (³).

Nel caso che il dipolo sia situato in un mezzo omogeneo e illimitato, Π (così come **A**, dal quale differisce solo per il fattore di proporzionalità $j \omega \varepsilon' \mu$) ha simmetria sferica. Esprimendo allora la [1] in coordinate sferiche, si ha, a meno del fattore $e^{j\omega t}$, e per un dipolo avente momento magnetico unitario:

[5] $$\Pi = \frac{e^{-jkr}}{j \omega \varepsilon' 4 \pi r} \mathbf{i}$$

dove **i** è un vettore unitario, diretto come il dipolo che genera il campo,

(²) Tutte le notazioni sono espresse in unità del sistema Giorgi. Inoltre, trattando di oscillazioni armoniche, porremo: $\frac{\partial}{\partial t} = j\omega$, intendendo che j rappresenti una rotazione nel senso degli anticipi. Di conseguenza j figura con il segno negativo nell'operatore e^{-jkr} che, in un mezzo che non produce attenuazione (perfettamente dielettrico), rappresenta il ritardo che compete alla distanza r. In formole scritte in base alla convenzione opposta, tutti i simboli risulterebbero preceduti da segno opposto.

Con ε' designeremo sempre la permettività equivalente $\varepsilon - j \frac{\gamma}{\omega}$.

(³) Paragonando queste espressioni con le altre, ben note, in cui figurano i potenziali vettore **A** e scalare Φ:

$$\mathbf{H} = \frac{1}{\mu} \operatorname{rot} \mathbf{A} \qquad \mathbf{E} = - \operatorname{grad} \Phi - \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t}$$

si ha: $\mathbf{A} = \varepsilon' \mu \frac{\partial \Pi}{\partial t}$; $\Phi = - \operatorname{div} \Pi$. Inversamente, Π può essere definito in base ad una qualsiasi di queste due relazioni, tenendo presente che la possibilità di esprimere contemporaneamente l'effetto delle correnti e delle cariche è implicitamente contenuto nella relazione:

$$\operatorname{div} \mathbf{A} = - \varepsilon' \mu \frac{\partial \Phi}{\partial t} .$$

e dove $\frac{1}{j\,\omega\,\varepsilon'\,4\,\pi}$ è un fattore scelto in modo che risultino soddisfatte la [3] e la [4] e rispettate le convenzioni concernenti le unità (4).

Immaginiamo ora un secondo dipolo unitario, parallelo ed affacciato al primo, la cui distanza dal punto in cui si misura il campo sia, anzichè r, $r_0 = r - \Delta r$; se questo secondo dipolo è percorso da una corrente avente fase opposta a quella che percorre il primo, il campo risultante è dovuto all'incremento che Π subisce allorchè r diminuisce di Δr. Le componenti E, H del campo debbono quindi essere dedotte dall'espressione:

[6] $$\Delta\,\Pi = -\Delta\,r\,\frac{\partial\,\Pi}{\partial\,r}\,.$$

Considerando solo i termini in r^{-1} (il che equivale a supporre che sia $r \gg \lambda$), si ottiene:

[7] $$\Delta\,\Pi = j\,k\,\Delta\,r\,\Pi\,.$$

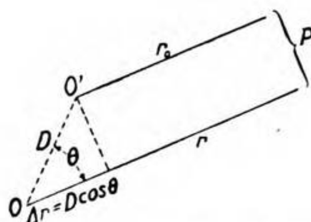


Fig. 1. — Caso dei due dipoli.

Se, più genericamente, supponiamo che la distanza OO' tra i due dipoli sia D e che la sua direzione formi con r un angolo θ, si ha (fig. 1): $\Delta r = D\cos\theta$. La [7] diviene allora:

[8] $$\Delta\,\Pi = j\,k\,D\,\Pi\cos\theta\ (^5)\,.$$

Se ora consideriamo, come inizialmente si è detto, che uno dei due dipoli rappresenti l'immagine dell'altro rispetto alla superficie di un

(4) La $\mathbf{H}$ generata da un dipolo unitario può essere facilmente dedotta dalla [3], rammentando che, in coordinate sferiche $\mathrm{rot}\,\Pi = \mathbf{r} \wedge \frac{\partial\,\Pi}{\partial\,r}$. Limitandosi a considerare i termini radiativi (in r^{-1}) si trova immediatamente: $\mathbf{H} = j\,\frac{e^{-jkr}}{2\,\lambda\,r}\,(\mathbf{r} \wedge \mathbf{i})$. $\mathbf{H}$ risulta tangente a un parallelo di una sfera che abbia come asse il dipolo. $\mathbf{E}$ deve quindi essere tangente a un meridiano e il suo modulo deve essere: $E = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}\cdot H = \varrho_0\,H$. (Nel vuoto o nell'aria, $\varrho_0 = 377\,\Omega$). Nel caso che il momento magnetico del dipolo, anzichè 1, sia II, occorre moltiplicare per II tanto E, quanto H.

(5) Per due dipoli lunghi l, il modulo del fattore per il quale si deve moltiplicare Π diviene $\frac{2\,\pi\,D\,l}{\lambda}\cos\theta$, che è precisamente l'espressione dell'altezza efficace di un telaio.

suolo perfettamente conduttivo, consegue dalla [8] che il massimo effetto radiativo si deve manifestare verso l'alto. Sulla superficie di separazione, essendo: $\cos\theta = \cos\frac{\pi}{2} = 0$, non solo la componente orizzontale del campo elettrico, ma tutte le componenti radiative sono nulle. Resta così dimostrato che un dipolo, e quindi anche una antenna, situata orizzontalmente al di sopra di una superficie perfettamente conduttrice, produce solo radiazione spaziale.

Caso del suolo imperfettamente conduttore.

L'effetto delle cariche e della corrente di un dipolo unitario, situato verticalmente al di sopra di un suolo di costanti ε, γ qualsiasi e avente μ eguale a quella del vuoto, può essere ancora globalmente espresso mediante un vettore Π. In conseguenza delle condizioni ai limiti, che risultano imposte alle componenti tangenziali di **E** e di **H** e che si traducono in relazioni tra le espressioni di Π entro il primo ed entro il secondo mezzo (aria e suolo), il modulo di Π nell'aria (contrassegneremo con l'indice o tutte le notazioni relative all'aria) assume però la forma, ben più complessa, nota con il nome di integrale di Sommerfeld (6).

Anche questo vettore, Π_0, il cui modulo, allorchè il suolo è perfettamente conduttore, diviene pari a $2\frac{e^{-j k_0 r}}{j\omega\varepsilon' 4\pi r}$ e, quando i due mezzi sono eguali, torna ad essere semplicemente $\frac{e^{-j k_0 r}}{j\omega\varepsilon' 4\pi r}$, è però orientato come il dipolo che genera il campo. Questo può avvenire perchè se il dipolo è verticale, essendovi simmetria cilindrica, le condizioni ai limiti da soddisfare sono solamente due, tante cioè quante si possono appunto soddisfare imponendo due corrispondenti legami tra i valori che Π (diretto come l'asse delle z) deve assumere al di sopra e al di sotto della superficie di separazione.

---

(6) L'espressione generale di Π_0, non semplificata, fu data da Sommerfeld fino dal 1909 (Ann. der Phys., 1909, XXVII, p. 665). L'espressione semplificata data nel 1909 vale solo per $\left(\frac{k_0}{k}\right)^2 \ll 1$, cioè per effetti dielettrici del suolo trascurabili. Più generale, e valida praticamente sempre, è invece l'espressione semplificata di Π_0 ottenuta dallo stesso autore nel 1926 (Ann. der Phys., 1926, LXXXI, p. 391). In queste sue forme semplificate, la Π_0 è definita come prodotto della Π_0, che si avrebbe su un suolo perfettamente conduttore, per un fattore di attenuazione A. La espressione più recente e generale di A [13] differisce soltanto per un segno da quella precedente, la cui arbitraria estensione a casi per i quali non si verificava la condizione $\left(\frac{k_0}{k}\right)^2 \ll 1$ condusse Rolf al tracciamento dei grafici di attenuazione affetti da anomalie prive di rispondenza fisica. (Tipico esempio ne sono i tratti in cui, secondo detti grafici, l'attenuazione assumerebbe valori negativi).

Sia invece un dipolo orizzontale, diretto come l'asse x di una terna di cui il piano xy rappresenti la superficie del suolo. La continuità delle tre componenti tangenziali E_x, E_y, H_y ($H_x = 0$), forma tre condizioni alle quali due sole incognite Π_x, Π_{x0}, non possono soddisfare, se effettivamente dev'essere k diverso da k_0. Soltanto un ampliamento della impostazione del problema, consistente nel considerare, oltre al Π_x orizzontale, un Π_z verticale (vale a dire supporre che nell'origine, oltre a correnti di conduzione orizzontali, debba esservi qualcosa che operi nello stesso modo in cui, nel vuoto o in un dielettrico illimitato e omogeneo, opererebbero correnti di conduzione verticali), permette di rendere determinato il problema stesso; si hanno così infatti quattro condizioni e quattro incognite.

Esaminando i valori che Π_x e Π_z assumono nell'aria, si osserva che Π_{x0}, se l'altezza a cui è situato il dipolo è piccola rispetto alla distanza considerata, è del tutto trascurabile rispetto a Π_{z0}. Quest'ultima, se la costante di propagazione del suolo è molto maggiore di quella dell'aria, e per $r \gg \lambda$, ha un valore pari a (7):

$$[9] \qquad \Pi_{z0} = \frac{j}{k} \cos\varphi \frac{\partial \Pi_0}{\partial r} = \frac{k_0}{k} \Pi_0 \cos\varphi = u\, \Pi_0 \cos\varphi \,,$$

dove Π_0 è il modulo del vettore hertziano che rappresenta (nell'aria) il campo dovuto a un dipolo unitario, disposto verticalmente al di sopra di quel medesimo suolo, φ è l'angolo tra l'asse del dipolo orizzontale e la direzione di propagazione e u^2 è pari al rapporto $\left(\frac{k_0}{k}\right)^2 = \frac{\varepsilon_0}{\varepsilon'}$.

Con ipotesi meno restrittive (praticamente alla sola condizione che r sia pari almeno a qualche lunghezza d'onda), si ha, secondo Norton (8):

$$[10] \qquad \Pi_{z0} = u \sqrt{1 - u^2} \cdot \Pi_0 \cos\varphi \,.$$

Queste espressioni confermano quanto inizialmente si è affermato, e cioè che condizione essenziale perchè un dipolo orizzontale irradi lungo la superficie del suolo è che questo non abbia conduttività infinita.

La [10], che non è soggetta alla restrizione $u^2 \ll 1$, mostra inoltre che l'efficenza radiativa superficiale del dipolo orizzontale cresce dapprima con l'aumentare di u, cioè con il peggiorare della conduttività del suolo; ma che, oltre un dato valore di u, l'efficenza diminuisce nuovamente. Anche per conduttività nulle (suolo perfettamente dielettrico) si hanno però effetti radiativi superficiali. Questi divengono nuovamente nulli soltanto per $u = 1$, cioè quando i due mezzi aria e suolo sono identici (vale a dire quando il suolo non esiste). Per onde non troppo corte, e nell'ambito dei normali valori di γ e di ε, si può in pratica affermare che il rapporto Π_{z0}/Π_0 è tanto più grande, quanto più bassa è la condut-

(7) Loc. cit. nota (1).

(8) K. A. Norton: The propagation of radio waves (Part II) - Proc. I. R. E., 1937, XXV, p. 1203.

tività del terreno e breve l'onda di servizio. Naturalmente, anche l'attenuazione aumenta, ma in egual misura come per un dipolo verticale.

Osservando la [9] si nota ancora che lo stesso $\Pi_{z\,0}$ spetterebbe ad una antenna doppia, formata da due dipoli verticali di fase opposta distanti $j\,k$. Ponendo, infatti, nella espressione [8] scritta per $k = k_0$, $\theta = \varphi$ e $D = \frac{-j}{k}$, si ottiene senz'altro la [9]. Il campo generato a distanza, sulla superficie del suolo, da un dipolo unitario orizzontale è dunque in tutto e per tutto eguale, salvo la fase, a quello che vi genererebbero due dipoli unitari verticali di fase opposta distanti $\left|\frac{1}{k}\right|$ (9).

Applicazione del principio di reciprocità.

Alle medesime conclusioni si può rapidamente pervenire con un ragionamento di tipo reciproco, la cui immediata evidenza non è forse stata finora posta in sufficiente rilievo. Il principio di reciprocità, nella forma in cui Carson lo ha esteso, dal caso di circuiti chiusi, a quello dei circuiti aperti, afferma che se, inserendo in un punto A di una antenna un generatore di tensione costante V, si misura una corrente I in un punto B di un'altra (o della stessa) antenna, la stessa corrente I, in ampiezza e in fase, può essere ottenuta in A inserendo la V in B (10). Noi useremo il principio duale (11) che ci sembra molto più adatto per le applicazioni radiotelegrafiche e che stabilisce la « invertibilità », tra due punti A e B, di un generatore di corrente costante e di uno strumento misuratore di tensione.

Nel caso che in A e in B si trovino due antenne molto corte, percorse da corrente costante e con cariche concentrate agli estremi, si può quindi affermare che il campo elettrico E_B generato (presso B e nella direzione di B) dal dipolo A, quando è percorso da una corrente I, è eguale a quello E_A che la stessa I genererebbe scorrendo nel dipolo B.

Supponiamo che uno dei due dipoli sia disposto verticalmente sul suolo, l'altro, orizzontalmente. Non occorre, per rendersi conto del comportamento del secondo dipolo, calcolarne direttamente il campo; basta applicare il principio di reciprocità per dedurre tutte le proprietà del secondo dipolo da quelle, più generalmente note, del primo.

---

(9) Si rammenti, nel confrontare le formole [9] e [10] con quelle dei testi originali, che la convenzione da noi accettata circa j è opposta a quella in essi adottata.

(10) Questo principio di reciprocità, e con esso quello duale, valgono con la sola restrizione che sia applicabile il principio della sovrapponibilità degli effetti, vale a dire, che le relazioni che legano tra loro le grandezze del campo elettromagnetico siano tutte lineari. Si escludono quindi solo: la presenza di materiali isteretici e l'effetto dissimmetrizzante del campo magnetico terrestre.

(11) Una dimostrazione diretta ne è stata data da:

S. BALLANTINE: Reciprocity in electromagnetic and other systems - Proc. I.R.E.,1929, XVII, p. 929.

Il campo **E**, generato nell'aria da un dipolo situato verticalmente al di sopra di un suolo generico, può essere calcolato in base al già menzionato integrale di Sommerfeld, Π_0, applicando ad esso le operazioni vettoriali indicate nella formola [4]. Partendo da una espressione semplificata di Π_0, data da van der Pol, il Norton ([12]) trova che il campo elettrico, generato presso la superficie del suolo da un dipolo unitario verticale (sito su di esso ad altezza nulla, o piccola rispetto a λ) può essere praticamente sempre, purchè a distanze maggiori di qualche lunghezza d'onda, espresso come segue:

[11] $$\mathbf{E} = E_z \left(\mathbf{z} + u\sqrt{1 - u^2}\,\mathbf{r}\right),$$

dove **z** ed **r** sono due vettori unitari, uno verticale, l'altro radiale uscente. E_z può a sua volta essere calcolato con la relazione:

[12] $$E_z = \frac{\varrho_0 \cdot 1}{\lambda r} A .$$

A è un coefficiente di attenuazione che vale:

[13] $$A = 1 - 2\sqrt{p} \cdot e^{-p} \int_{j\infty}^{p} e^{x^2}\, dx .$$

In questa espressione [13]:

[14] $$p = p_0 e^{jb}$$

[15] $$p_0 \text{ (distanza numerica)} = \frac{\pi}{\varepsilon_r + 1} \cdot \frac{r}{\lambda} \operatorname{sen} b = \frac{\pi}{x} \cdot \frac{r}{\lambda} \cos b$$

[16] $$b = \operatorname{arc\,tg} \frac{\varepsilon_r + 1}{60\,\lambda\gamma} .$$

In figura 2 è riportato un grafico ([13]) che esprime $A = f(p_0)$ per dati valori di b $\left(\text{si noti che, per } p_0 \to 0,\ A \to 1;\ \text{per } p_0 > 20,\ A \to \frac{1}{2 p_0}\right)$.

Il campo elettrico generato a distanza da un dipolo verticale è dunque facilmente determinabile; esso comprende una componente verticale E_z, calcolabile in base alla [12] ed ai grafici di attenuazione, ed una componente radiale pari a $E_z \cdot u\sqrt{1-u^2}$. Reciprocamente, il campo verticale, generato da un dipolo orizzontale nella direzione del suo orientamento, deve quindi essere $E_z \cdot u\sqrt{1-u^2}$. Se la direzione d'orientamento del dipolo orizzontale forma con la direzione di propagazione un angolo φ, l'operatore che trasforma E_z in E_r diviene:

[17] $$\alpha = u\sqrt{1 - u^2} \cos\varphi ,$$

esattamente come risulta dal procedimento diretto [10].

([12]) K. A. Norton: The propagation of radio waves - Proc. I.R.E., 1936, XXIV, p. 1367; 1937, XXV, p. 1203.

([13]) Indichiamo con ε_r la permettività relativa $\varepsilon/\varepsilon_0$, dove ε_0 è la permettività del vuoto. Nella [12] ϱ_0 è l'impedenza caratteristica del vuoto, pari a circa 377 Ω.

È bensì vero che la [10] dice qualcosa di più della [17]: la [10] indica infatti che anche il campo elettrico generato da un dipolo orizzontale comprende una componente verticale ed una radiale e giustifica in modo diretto la possibilità di istituire un collegamento tra antenne orizzontali; ma la [17] equivale alla [10] se ad essa si aggiunge la nozione, che l' « inclinazione » delle linee di forza elettrica sul suolo è funzione, a distanza dall'antenna, solo della frequenza, e delle costanti del suolo. Questa « inclinazione » coincide d'altra parte, per $u^2 \ll 1$, con quella calcolata da Zenneck nel caso astratto (e irreale) dell'onda piana superficiale.

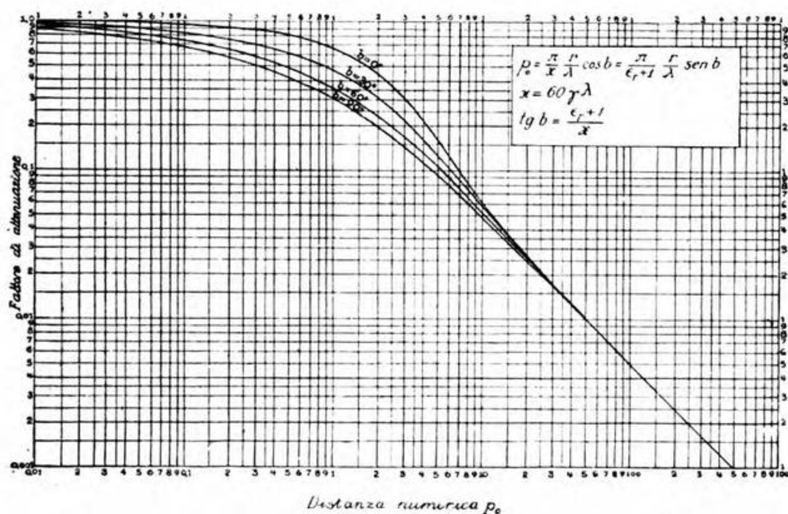


Fig. 2. — Attenuazione in funzione della distanza numerica.

La formola [17] vale con la sola restrizione — praticamente sempre accettabile — che sia $u^4 = \frac{k_0^4}{k^4} \ll 1$; se inoltre $u^2 \ll 1$, si ha, come nell'onda di Zenneck (per $\varphi = 0$):

$$[18] \qquad a = a_0 \simeq u = \frac{k_0}{k} = \sqrt{\frac{\varepsilon_0}{\varepsilon'}} = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_r - j\,60\,\lambda\gamma}}.$$

Il modulo di a_0, che trasforma $|E_z|$ in $|E_r|$, e che è quindi il dato pratico più importante, vale, nel caso più generale [17]:

$$[19] \qquad |a_0| = |u\sqrt{1 - u^2}| = \sqrt{\frac{\sqrt{(\varepsilon_r - 1)^2 + x^2}}{\varepsilon_r^2 + x^2}},$$

indicando con x la grandezza $60\,\lambda\gamma$.

Per $u^2 \ll 1$ si ha più semplicemente, in base alla [18]:

[20] $$|\alpha_0| \simeq |u| \simeq \frac{1}{\sqrt[4]{\varepsilon_r^2 + x^2}} .$$

Se, inoltre, $x^2 \gg \varepsilon_r^2$, risulta:

[21] $$|\alpha_0| \simeq \frac{1}{\sqrt{x}} = \frac{1}{\sqrt{60\,\lambda\gamma}} .$$

Se $\varphi \neq 0$, in tutte le espressioni sopra scritte ad α_0 deve essere sostituito:

[22] $$\alpha = \alpha_0 \cos \varphi .$$

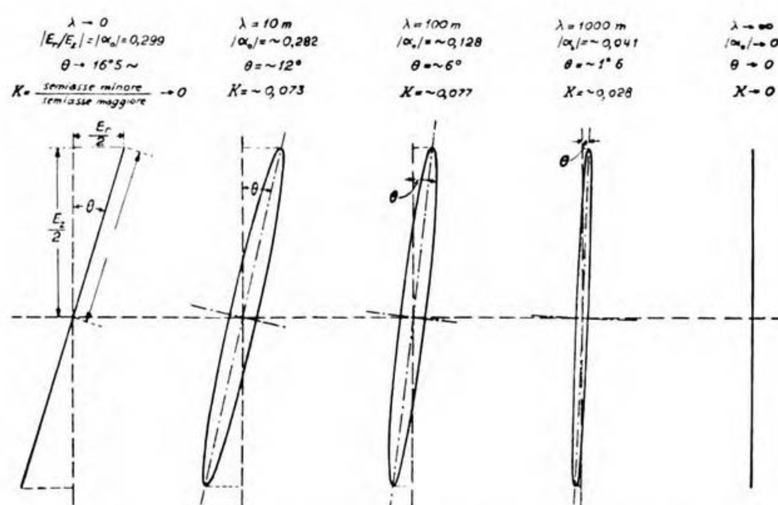


Fig. 3. — Ellissi di polarizzazione del campo elettrico (su un terreno di costanti: $\gamma = 10^{-2}$ S/m, $\varepsilon_r = 10$, $\mu = \mu_0$) per vari valori della lunghezza d'onda. Valori di α_0 calcolati in base alla [20].

È importante tener presente che è improprio parlare di « inclinazione » delle linee di forza elettrica sul suolo. Il vettore elettrico **E** non è infatti in generale polarizzato rettilineamente dato che E_z ed E_r sono sfasate nel tempo in ogni caso, eccettuato quello in cui sia $\lambda\gamma = 0$ (14). Se $\lambda\gamma = \infty$, E_r diviene nulla e il campo elettrico verticale. In generale, però, l'estremo libero del vettore rappresentativo **E** descrive, nel corso di ogni periodo, un'ellisse, il cui asse maggiore è inclinato nel senso della propagazione (fig. 3).

(14) Il fatto che il vettore di Poynting abbia una componente entrante nel suolo, non implica che la corrispondente potenza debba ivi essere dissipata.

Riassumendo, si può dire che ambedue i procedimenti che abbiamo ricordato, diretto e reciproco, concordano nello stabilire che il campo verticale (poco diverso da quello totale, se l' « inclinazione » è modesta, come normalmente si verifica per onde non troppo corte) generato da un dipolo unitario orizzontale può essere calcolato con la relazione:

$$E_z = \frac{\varrho_0 \cdot 1}{\lambda_r} |\alpha| A \qquad [23]$$

dove $|\alpha|$ è un « fattore di riduzione » che dipende solo dalla frequenza e dalle caratteristiche del suolo nelle immediate vicinanze del dipolo ed A è il noto fattore di attenuazione.

È interessante notare che, giusta quanto dimostra Hoerschelmann nel lavoro già citato, l'altezza del dipolo sul suolo, purchè piccola rispetto alla lunghezza d'onda, non ha praticamente influenza nè in trasmissione, nè, reciprocamente, in ricezione. Si intuisce invece che, se l'altezza diviene una frazione considerevole della lunghezza d'onda, l'efficenza sia radiativa sia captativa di un dipolo orizzontale debba diminuire, agli effetti, s'intende, della sola radiazione superficiale. Ciò risulta anche in base al già citato ragionamento di tipo reciproco, in quanto che, a grande distanza da una sorgente di campo elettrico verticale, il fronte dell'onda, che in prossimità del suolo è inclinato nel senso della propagazione, tende, a notevole altezza, a ridivenire verticale, quasi che il suolo non esistesse.

Passando a considerare, anzichè dipoli elementari, antenne orizzontali di lunghezza finita, tre nuovi elementi influiscono sul funzionamento dell'antenna, ed anche sulla scelta dell'altezza a cui conviene disporla, e precisamente la « lunghezza efficace », la resistenza di radiazione « spaziale » e la resistenza « riflessa » nell'antenna dal suolo imperfettamente conduttore. Cercheremo nel seguito di questa nota di mostrare come si possa, almeno approssimativamente, tener conto di questi nuovi elementi.

PARTE II.

Calcolo della lunghezza efficace.

La formola [23] riportata alla fine del precedente capitolo permette di calcolare il campo elettrico verticale (la componente orizzontale è pari a: $E_z \cdot u\sqrt{1-u^2}$) generato a distanza da un dipolo unitario orizzontale. Cercheremo ora di estenderne l'applicazione al caso di una antenna orizzontale di lunghezza finita; questa estensione, per quanto indispensabile alla effettuazione dei calcoli pratici, non ci risulta trattata nella bibliografia concernente l'argomento.

Il risultato può essere facilmente raggiunto considerando che, in base al principio della sovrapponibilità degli effetti, sempre valido nei sistemi lineari, il campo irradiato dell'antenna si può certamente calcolare come somma dei campi irradiati dai dipoli elementari, in cui l'antenna può essere scomposta, purchè, s'intende, l'effetto dei singoli dipoli

sia considerato con il ritardo che ad ognuno di essi spetta, in relazione con la diversa distanza a cui si trova dal punto potenziato.

Si perviene così a definire, nelle varie direzioni di propagazione, una « lunghezza efficace », dotata di un significato analogo a quello che ha l' « altezza efficace », nel caso delle antenne verticali ([15]). A rigore, calcolando il campo a distanza dovuto ad una antenna di dimensioni finite, si trova che non è possibile « separare » l'altezza (o la lunghezza, nel nostro caso) efficace dal fattore di attenuazione: infatti, i singoli dipoli si trovano a diverse altezze sul suolo e, nel caso dell'antenna orizzontale, anche a diverse distanze dal punto potenziato. In via approssimativa, purchè le dimensioni dell'antenna siano piccole rispetto alla distanza di propagazione, è però accettabile la supposizione che h_{eff} e l_{eff} siano indipendenti dalle caratteristiche del terreno.

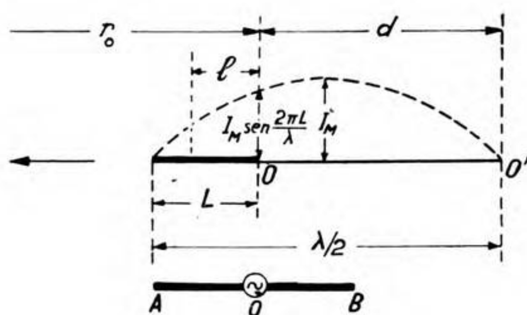


Fig. 4. — Grafico di riferimento per il calcolo della lunghezza efficace di un'antenna orizzontale AB, alimentata in O.

Proponiamoci dunque di calcolare, nel modo già detto, la lunghezza efficace, nella direzione longitudinale, di massima radiazione e captazione, di una antenna orizzontale alimentata nel suo punto di mezzo.

Il punto potenziato si trovi nella direzione indicata dalla freccia (fig. 4) e sia L la semilunghezza geometrica dell'antenna. L'ampiezza E' del campo elettrico dovuto alla metà sinistra dell'antenna, deve stare all'ampiezza E_u del campo dovuto a un singolo dipolo unitario orizzontale, situato nel punto di mezzo O dell'antenna, nel rapporto:

[24] $$\frac{E'}{E_u} = \int_0^L I_M \operatorname{sen} 2\pi \frac{d+l}{\lambda} \cos \frac{2\pi l}{\lambda} \, dl .$$

([15]) Intenderemo per lunghezza efficace di una antenna orizzontale una grandezza tale che, moltiplicata per la corrente all'ingresso dell'antenna, dia il momento magnetico di un dipolo elementare orizzontale, il quale, nella direzione che si considera, equivalga all'antenna in esame.

Per l'altra metà dell'antenna si ha un rapporto identico; è infatti:

$$[24^{\text{bis}}] \qquad \frac{E''}{E_u} = \int_0^L I_M \operatorname{sen} 2\pi \frac{d+l}{\lambda} \cos \frac{2\pi(-l)}{\lambda} \, dl .$$

Se si sviluppano le due espressioni sotto il segno di integrale, si integra e si pone mente alla relazione $\frac{\lambda}{2} = L + d$, si ottiene (omettiamo, per brevità, i calcoli):

$$[25] \qquad \frac{2E'}{E_u} = \frac{2E''}{E_u} = \frac{E}{E_u} = L I_M \operatorname{sen} \frac{2\pi d}{\lambda} = L I_M \operatorname{sen} k_0 L = L I ;$$

E/E_u, rapporto delle ampiezze, è anche il rapporto dei valori efficaci. La lunghezza efficace dell'antenna orizzontale, riferita alla corrente $I = I_M \operatorname{sen} k_0 L$, che è quella effettivamente misurabile con un amperometro a radiofrequenza, inserito nei punti di giunzione tra l'apparato generatore e le due metà dell'antenna, è quindi senz'altro eguale ad L, semilunghezza dell'antenna.

La lunghezza efficace dell'antenna non è però eguale ad L in ogni direzione. Se l'angolo φ tra la direzione dell'antenna e quella di propagazione non è nullo, occorre scrivere la [24] e la [24bis] nella loro forma più generale, in cui, nella espressione del ritardo misurato in distanza si deve sostituire ad l il prodotto $l \cos \varphi$. $\Big($In luogo di $\cos \frac{2\pi(\pm l)}{\lambda}$ va scritto: $\cos \frac{2\pi(\pm l \cos \varphi)}{\lambda}\Big)$.

Eseguendo i calcoli, si ottiene:

$$[26] \qquad (l_{\text{eff}})_\varphi = \frac{1}{k_0 L} \left\{ \frac{\operatorname{sen}[k_0 L (1 - \cos\varphi)]}{1 - \cos\varphi} + \frac{\operatorname{sen}[k_0 L (1 + \cos\varphi)]}{1 + \cos\varphi} - \right.$$

$$\left. - \operatorname{cotg} k_0 L \left[\frac{2}{1 - \cos^2\varphi} - \frac{\cos[k_0 L (1 - \cos\varphi)]}{1 - \cos\varphi} - \frac{\cos[k_0 L (1 + \cos\varphi)]}{1 + \cos\varphi} \right] \right\} .$$

Questo risultato indica, come era prevedibile, che la lunghezza efficace aumenta, allorchè φ cresce da 0 a $\pi/2$. Per $\varphi = \pi/2$, tutti i contributi radiativi dei singoli dipoli hanno la medesima fase, e pertanto la lunghezza efficace dipende unicamente dalla distribuzione della corrente sull'aereo, e diviene, per $L = \frac{\lambda}{4}$, pari a $\frac{2}{\pi} L$ per ognuna delle due metà dell'aereo. Se, invece, L è molto piccolo rispetto a λ, la lunghezza efficace è praticamente eguale in tutte le direzioni, ed il diagramma di direttività è cosinusoidale, così come quello di ogni singolo dipolo elementare. La formola generale, mediante la quale è possibile calcolare il campo totale a distanza, è infatti:

[27] $$E = \frac{\varrho_0}{\lambda r} | \alpha | A \, l_{eff} \, I$$

dove I, e quindi E, si esprimono di consueto in valore efficace e dove, per $u^2 \ll 1$ ([20], [21]):

[28] $$\alpha = \alpha_0 \cos \varphi \simeq \frac{1}{\sqrt[4]{\varepsilon_r^2 + x^2}} \cos \varphi$$

ed $x = 60 \lambda \gamma$.

Caso di un'antenna molto prossima al suolo.

Particolare interesse presenta il caso in cui la velocità media fittizia di propagazione lungo l'antenna orizzontale (approssimativamente considerata come una linea avente costanti fittizie uniformemente distribuite) sia minore della velocità nel vuoto. Questo fenomeno si verifica, in misura notevolissima, avvicinando l'antenna orizzontale al terreno o stendendola addirittura su di esso. A mano a mano che la distanza dal suolo diminuisce, la resistenza equivalente in serie R_s e la lunghezza d'onda naturale λ di un'antenna orizzontale aumentano infatti molto rapidamente.

La velocità di propagazione lungo un conduttore isolato, giacente sulla superficie del suolo, o estremamente prossimo ad essa, può così divenire molto minore della velocità della luce (parte III), mentre questa è praticamente di poco superiore alla velocità lungo il conduttore stesso, quando questo è teso a notevole altezza sul suolo.

Quantitativamente, l'aumento della R_s e la diminuzione della v (velocità di propagazione) possono essere approssimativamente calcolati, nel caso che l'effetto dielettrico del terreno sia trascurabile rispetto all'effetto conduttivo (il che si verifica praticamente sempre, a meno che la frequenza sia ultraelevata), ammettendo che l'antenna possa essere trattata come una linea ed applicando di conseguenza le formole di Carson ([16]).

Se il suolo fosse perfettamente conduttore, la induttanza e la capacità per unità di lunghezza di una linea dovrebbero, al diminuire dell'altezza h sul suolo, l'una diminuire, l'altra crescere in modo tale che la velocità di propagazione resti costantemente eguale alla velocità della luce. Si ha infatti:

[29] $$L = \frac{\mu_0}{2\pi} \log_e \frac{4h}{d}$$

[30] $$C = \frac{2\pi \varepsilon_0}{\log_e \frac{4h}{d}}$$

e quindi: $v = \frac{1}{\sqrt{LC}} = c$.

([16]) J. R. Carson: Wave propagation in overhead wires with ground return - Bell S. T. J., 1926, V, p. 539.

Le formole di Carson dimostrano invece che la non perfetta conduttività del suolo opera nel senso di aumentare la induttanza L (e la resistenza R) per unità di lunghezza ([17]), restando inalterate le costanti in parallelo cioè la conduttanza e la capacità.

La R e la L risultano aumentate, rispetto al valore che spetterebbe loro se il suolo fosse perfettamente conduttore, rispettivamente delle quantità $4\omega P$ e $4Q$ (la reattanza aumenta quindi di $4\omega Q$). Se la grandezza $r = 97\,h\sqrt{\frac{\gamma}{\lambda}}$ non supera 0,25, si può ritenere che P e Q valgano rispettivamente:

[31] $$10^7 P = \frac{\pi}{8} - \frac{r}{3\sqrt{2}} + \frac{r^2}{16}\left(0{,}6728 + \log_e \frac{2}{r}\right)$$

[32] $$10^7 Q = \frac{1}{2}\log_e \frac{2}{r} + \frac{r}{3\sqrt{2}} - 0{,}0386\,.$$

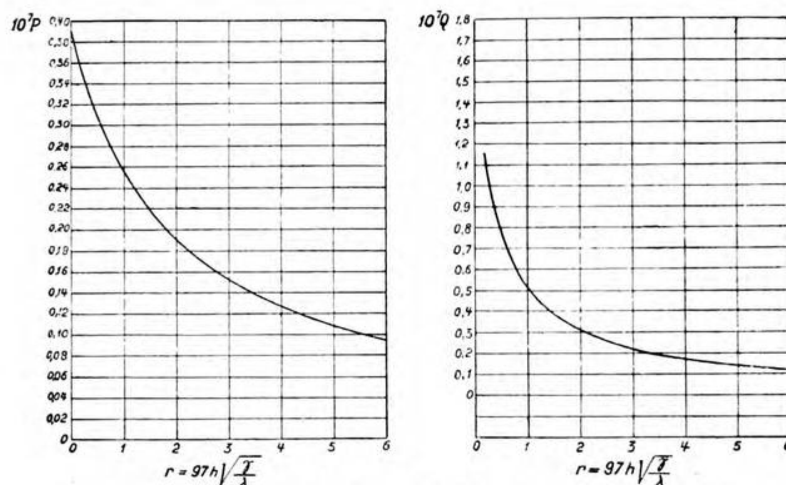


Fig. 5. — Grafici per il calcolo della resistenza e della induttanza equivalenti di una linea aerea.

Per valori di r più grandi, cui corrispondono minori alterazioni delle costanti della linea, si faccia riferimento ai grafici ([17]) riportati in figura 5.

In via di semplificazione, se si può ammettere che la conduttanza sia nulla e che la reattanza induttiva sia molto maggiore della resistenza

---

([17]) Il procedimento indicato per il calcolo dell'impedenza in serie vale per una corrente filamentare; nei casi pratici esso è applicabile purchè h sia molto maggiore del diametro del conduttore.

ohmica, l'impedenza caratteristica z_0 e la velocità di propagazione v possono essere ritenute rispettivamente eguali a:

$$[33]\,[34] \qquad z_0 = \sqrt{\frac{L + 4Q}{C}} \quad ; \quad v = \frac{1}{\sqrt{(L + 4Q)\,C}} .$$

Queste formole, non ostante le ripetute ipotesi approssimative, mediante le quali ad esse si perviene, risultano ancora atte a predeterminare l'ordine di grandezza di z_0 e di v, e quindi anche del rapporto $n = \frac{c}{v}$.

L'essere $v < c$ comporta, restando eguale la frequenza di accordo (il che si ottiene variando le costanti concentrate, a tal fine inserite nel punto di mezzo dell'antenna) una alterazione nella distribuzione della corrente. Tutto accade precisamente come se un tratto l di antenna equivalesse ad un tratto nl nel vuoto. Nelle relazioni [24] e [25] si deve corrispondentemente sostituire, alla espressione $I_M \operatorname{sen} 2\pi \frac{d+l}{\lambda}$, l'altra: $I_M \operatorname{sen} 2\pi \frac{d+nl}{\lambda}$.

Eseguendo i calcoli, si trova, nella direzione longitudinale, di massima radiazione e captazione:

$$[35] \qquad \frac{E}{E_u} = l_{\text{eff}} \cdot I_M \operatorname{sen} n\, k_0 L = l_{\text{eff}}\, I ,$$

dove $k_0 = \frac{2\pi}{\lambda}$ e:

$$[36] \qquad l_{\text{eff}} = \frac{1}{k_0} \left\{ \frac{\operatorname{sen}[(n-1)\,k_0 L]}{n-1} + \frac{\operatorname{sen}[(n+1)\,k_0 L]}{n+1} - \right.$$

$$\left. - \operatorname{cotg} n\, k_0 L \left[\frac{2n}{n^2 - 1} - \frac{\cos[(n-1)\,k_0 L]}{n-1} - \frac{\cos[(n+1)\,k_0 L]}{n+1} \right] \right\} .$$

Queste formole sono applicabili solo per $n \neq 1$. Per $n = 1$ si deve ricorrere alle [25] e [26].

Se L è molto minore di λ, l_{eff}, anche per $n \neq 1$, tende, decrescendo, al valore L. L'effetto a distanza è però, anche in questo caso, diverso da quello che si avrebbe per $n = 1$. La corrente all'ingresso dei due tratti lunghi L, che compongono l'antenna, è infatti diversa da quella che si avrebbe per $n = 1$; e ciò per due cause, che possono essere opposte, o concomitanti, a seconda delle circostanze. La prima dipende dalla « compressione » che l'onda stazionaria di corrente, che ha sede sull'antenna, subisce per effetto della condizione $v < c$; la seconda è collegata con l'aumento $4\omega P$ di resistenza per unità di lunghezza, che si verifica nell'antenna, allorchè essa è avvicinata alla superficie del suolo.

Questi fenomeni acquistano grande importanza e causano profonde alterazioni nell'entità del campo prodotto a distanza, solo allorchè l'antenna è distesa direttamente sul suolo, o è situata a piccolissima altezza su di esso.

Se l'antenna è breve rispetto alla lunghezza d'onda, il funzionamento « a terra » può avvenire ancora in condizioni abbastanza favorevoli. La massima efficenza, vale a dire il massimo effetto a distanza, con una data spesa di potenza, si ottiene però sempre quando l'antenna è tesa ad una certa altezza sul suolo, e si può perciò porre $l_{\text{eff}} = L$ senza incorrere in gravi errori.

Se l'altezza diviene una frazione ragguardevole della lunghezza d'onda, l'efficenza dell'antenna diminuisce nuovamente, sia per effetto della diminuita inclinazione del campo elettrico, sia perchè la resistenza di radiazione spaziale, che rappresenta, agli effetti della propagazione superficiale, una pura perdita, acquista valori rapidamente crescenti.

In linea di massima, sembra lecito affermare che l'altezza ottima non è critica, e si aggira, su terreni normali, per antenne la cui lunghezza sia una frazione importante di λ, e per onde maggiori di alcune decine di metri (per λ più brevi le ipotesi restrittive di Carson non sono più accettabili), intorno all'ordine di grandezza dei centesimi di λ. Anche altezze alquanto inferiori a $10^{-2} \cdot \lambda$ possono però essere adottate con risultati ancora ottimi ([18]).

Effetto della separazione, dovuta alla presenza degli apparati di trasmissione, delle due metà dell'antenna.

Al valore della lunghezza efficace, calcolato con i procedimenti già esposti, e, per $v = c$, pari ad L, cioè a metà della lunghezza totale dell'antenna, una piccola correzione deve essere normalmente apportata per tener conto del fatto che, in realtà, le due metà dell'antenna irradiante non sono direttamente congiunte, ma separate di un tratto $2S$ (fig. 6)

([18]) Sia, ad esempio, come in uno dei casi che verranno trattati in seguito (parte III), un conduttore del diametro di 1,5 mm, teso a soli 50 cm sul suolo e lungo $2L = 41$ m. Sia $\lambda = 150$ m e $\gamma = 5 \cdot 10^{-2}$ S/m. Si ottiene: $r = 97\, h \sqrt{\dfrac{\gamma}{\lambda}} \simeq 0{,}9$. Corrispondentemente (figura 6) si ha: $4\,Q = 0{,}22\ \mu$H/m. Dalle [29], [30], [34] si ricava allora: $n = \dfrac{c}{v} \simeq 1{,}1$. Per $n = 1{,}1$ la [36] dà una lunghezza efficace di circa 21 m anzichè di 20,5 m. La differenza è pertanto solo del 2,5 %.

Quanto a $\Delta R = 4\,\omega\,P$, si ha, per $r = 0{,}9$, $\Delta R \simeq 1{,}3\ \Omega$/m. Per un'altezza di 1 m, si avrebbe circa 1 Ω/m; per 2 m, circa 0,65 Ω/m; per 3 m, circa 0,5 Ω/m. Tanto per fissare le idee, si tenga presente che la resistenza di una antenna in mezz'onda, situata ad un'altezza $\lambda/10$ su un suolo medio, si aggirerebbe intorno ai $50 \div 60\ \Omega$, il che, per $\lambda = 150$ m, corrisponderebbe ad una resistenza equivalente distribuita di 1,5 Ω/m. Per quel che concerne la resistenza equivalente che, in una antenna orizzontale, rappresenta l'effetto radiativo superficiale, essa è generalmente tanto piccola da poter essere trascurata rispetto alle altre resistenze equivalenti.

dall'apparato generatore, che supporremo racchiuso in un involucro schermante.

La lunghezza dei tratti AA', BB' essendo sempre molto grande rispetto ad $A'B' = 2S$, si può ritenere che il campo generato dall'antenna sia sensibilmente eguale a quello che genererebbe una antenna suddivisa in due parti lunghe L, direttamente congiunte (fig. 5 c), diminuito di quello che genererebbe un conduttore lungo $2S$, uniformemente percorso dalla corrente I.

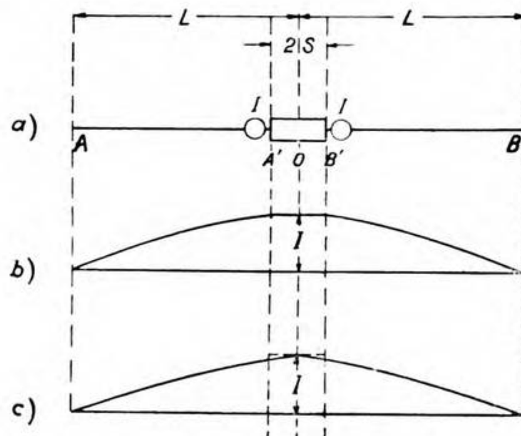


Fig. 6. — Antenna orizzontale con apparato generatore.

La lunghezza efficace di una antenna orizzontale lunga $2S$, percorsa da una corrente di valore efficace costante, si calcola facilmente e vale: $l_{eff} \frac{\lambda}{\pi} \text{sen} \frac{2\pi S}{\lambda}$; per $S \ll \lambda$, si ha $l_{eff} \simeq 2S$.

Pertanto la lunghezza efficace dell'antenna reale, lunga $2L$, compreso il tratto $2S$ occupato dagli apparati, vale:

$$l_{eff} \simeq L - 2S \,. \tag{37}$$

Misura delle costanti elettromagnetiche del suolo.

Dalla teoria di Carson-Pollaczek relativa alla propagazione lungo le linee aeree situate al di sopra del suolo, e in particolare, dalle formole che permettono di calcolare la impedenza mutua di due linee aeree ([19]), si può dedurre un criterio per la misura della γ dei terreni; esso è praticamente utilizzabile, però, solo per λ brevi. Alle radiofrequenze, nessun semplice metodo, per quel che ci consta, esiste.

([19]) Loc. cit. nota ([16]).

Il metodo dei fili di Lecher entranti nel suolo e l'altro, consistente nell'esaminare l'ellisse di polarizzazione del campo elettrico ([20]) (si misurano l'inclinazione dell'asse maggiore ed il rapporto degli assi), richiedono speciali dispositivi sperimentali: quello basato su misure di campo eseguite a distanze numeriche notevoli (metodo dell'attenuazione) è praticamente inapplicabile, in quanto presume che il terreno in esame si estenda uniformemente per un vastissimo tratto.

Ci sembra che la misura delle costanti del terreno (o, almeno, della γ) possa essere molto più facilmente effettuata utilizzando la formola [27], che serve a calcolare il campo elettrico verticale prodotto da un'antenna orizzontale. Per piccole distanze numeriche, e nella direzione longitudinale, di massima radiazione, la [27] diviene infatti ($A \simeq 1$; $\varphi = 0$):

[38] $$E_z = \frac{\varrho_0}{\lambda r} \, | \alpha_0 | \, l_{eff} \, I \, ,$$

dove $|\alpha_0|$ dipende, praticamente, soltanto dalle caratteristiche del terreno situato nelle immediate vicinanze dell'antenna.

Misurata la E_z, componente verticale del campo elettrico, con un misuratore di campo ([21]), situato a modesta distanza dall'antenna orizzontale (alcune lunghezze d'onda sono sufficienti per assicurare la pratica validità della [38]), la $|\alpha_0|$ ([19], [20], [21]) può essere facilmente calcolata. La l_{eff}, se l'antenna trasmittente è sollevata anche di poco sul suolo, è praticamente sempre pari a $L - 2S$, dove L è la metà della totale lunghezza dell'antenna e $2S$ è l'ingombro longitudinale dell'apparato generatore (si faccia riferimento alla fig. 6, anche per quel che concerne il significato di I).

Se si opera con onde abbastanza lunghe, per le quali si verifichi $x = 60\,\lambda\gamma \gg \varepsilon_r$, $|\alpha_0|$ vale senz'altro: $|\alpha_0| = \frac{1}{\sqrt{60\,\lambda\gamma}}$. Unico inconveniente di questa formola è che l'errore limite relativo su γ risulta doppio di quello che si commette su $|\alpha_0|$, vale a dire su E_z.

Per determinare anche ε_r è necessario effettuare una seconda misura ad una frequenza molto elevata, alla quale ε_r non sia trascurabile di fronte a x (formula [20]). In generale però, la costante che più interessa determinare è γ, che varia entro limiti molto ampi e la cui influenza è in generale predominante; ε_r può essere in molti casi valutata in base alla conduttività, insieme con la quale, sebbene più lentamente, cresce o diminuisce. Sia γ, sia ε_r sono infatti tanto più grandi, quanto più recenti, e quindi meno cristallini e più ricchi di acqua, sono i terreni

---

([20]) G. B. FELDMAN: Optical behaviour of ground - Proc. I. R. E., 1933, XXI, p. 764.

([21]) Un misuratore di campo con aereo a telaio non misura in realtà la sola E_z verticale, ma la grandezza $\sqrt{E_z^2 + E_r^2}$, la quale però, eccetto che per le onde molto corte, differisce di pochissimo da E_z. Non è quindi necessario disporre di un misuratore di campo con aereo verticale aperto.

esaminati; in pratica, i loro valori sono compresi tra 10^{-3} e 10^{-1} S/m (per γ), e tra 5 e 20 ÷ 30 unità (per ε_r). Alle elevate radiofrequenze, solo gli strati superiori del terreno influiscono praticamente sulla conduttività. Per terreni normali, in condizioni di media umidità, γ e ε_r sono dell'ordine di grandezza rispettivamente di alcuni centesimi di S/m, e di circa 10 unità.

PARTE III.

Misure ed esperienze eseguite.

Sono state eseguite esperienze e misure intese:

1) a controllare la validità della formola [27], operando misure di campo a due diverse frequenze e ad una distanza di alcune lunghezze d'onda da un'antenna orizzontale, eccitata nel suo punto di mezzo, ed osservando se i valori di γ, deducibili dalla misura, risultavano congruenti ed attendibili;

2) a constatare e misurare gli effetti che derivano dall'abbassare o innalzare l'antenna orizzontale sul suolo, e dal ruotarla rispetto alla direzione di propagazione.

Le esperienze furono eseguite operando con lunghezze d'onda da 75 a 150 m, su terreni di natura alluvionale, superficialmente ricchi di humus, siti lungo la via Portuense (tenuta Porto), a circa 20 km da Roma, e lungo la via Salaria (a Settebagni), a circa 15 km da Roma. Altre misure furono eseguite presso Centocelle, lungo la via Casilina, su terreni formati da fanghi del vulcano laziale, ricoperti da un debole strato di humus, e a Fiumicino, su terreno sabbioso mediamente umido.

Per effettuare la misura ci si servì di un'apparecchiatura Marconi di tipo 482 C con aereo a telaio. Ogni gruppo di misure fu fatto precedere da una prova preliminare, consistente nel determinare, alla frequenza stabilita ed alla predisposta distanza di alcune lunghezze d'onda (cioè « fuori » del campo d'induzione, ma a distanza numerica piccolissima, e pertanto in condizioni di attenuazione pressochè nulla), il valore del campo generato da un aereo a telaio di altezza efficace $h_{\text{eff}} = \dfrac{2\pi NS}{\lambda}$ nota, percorso da una corrente anch'essa nota. Dividendo la forza cimomotrice [22] del telaio $\left(\dfrac{377\, h_{\text{eff}}\, I}{\lambda}\right)$, orientato verso il misuratore di campo, per la distanza, si ottiene il valore della componente verticale del campo elettrico; questo risultato deve corrispondere a quello che si ottiene eseguendo la misura del campo. Gli eventuali scarti debbono essere attribuiti, ammesso che la f. c. m. del telaio sia stata esattamente apprezzata,

[22] L. SACCO e U. TIBERIO: Sul modo di esporre e di impiegare i dati di irradiazione - A. F., 1935, IV, p. 3.

o ad errore del misuratore di campo, o alla presenza di alberi, siepi, ed in genere di corpi atti a deformare il campo elettromagnetico e ad alterare il valore che esso avrebbe in ogni punto, in condizioni di libera propagazione.

L'entità degli scarti rilevati tra le f. c. m. teoriche e i prodotti distanza × campo misurato, risultò sempre compresa tra 0 e il — 15 % (f. c. m. teorica > f. c. m. misurata). Aumenti corrispondenti furono conseguentemente apportati ai valori del campo ottenuti durante le successive esperienze.

Nella tabella I sono riferiti alcuni risultati già percentualmente maggiorati, in base al criterio approssimativo di cui si è detto. Essi conducono a determinare, rispettivamente per i quattro terreni esaminati, conduttività di $\sim 10^{-1}$ S/m (tenuta Porto), $\sim 2 \cdot 10^{-2}$ S/m (Centocelle), $\sim 7 \cdot 10^{-2}$ S/m (Settebagni), e $\sim 3 \cdot 10^{-2}$ S/m (Fiumicino).

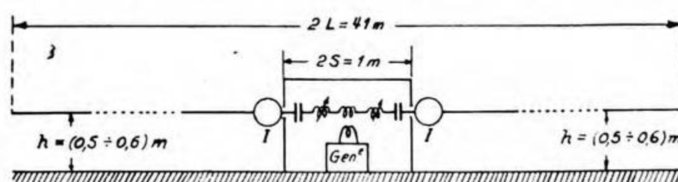


Fig. 7. — Disposizione dell'aereo trasmittente usato nelle misure riportate nella tabella I.

I risultati sopra riferiti furono ottenuti per $h = 0{,}5 \div 0{,}6$ m e nelle condizioni sperimentali illustrate nella figura 7. Altre misure furono effettuate variando l'altezza da 0 a 1 m circa. Si notò che l'intensità del campo generato, a pari corrente di aereo, cresceva prima quasi insensibilmente, quindi alquanto più rapidamente a mano a mano che h tendeva a 0.

Questo fenomeno deve essere attribuito al fatto che la velocità di propagazione, e quindi la distribuzione della corrente, e la lunghezza efficace dell'antenna [36] variano allorchè essa è avvicinata al suolo. Onde averne conferma per altra via, furono eseguite esperienze, consistenti nell'osservare, mediante strumenti accoppiati induttivamente, l'andamento della corrente lungo antenne situate a varia altezza sul suolo. Inoltre, furono misurate la lunghezza d'onda naturale e la resistenza equivalente in serie di antenne poste a varia altezza sul suolo. Da queste prove risultò che le formole di Carson possono essere utilmente usate per determinare l'ordine di grandezza delle costanti distribuite equivalenti, finchè h è molto maggiore del diametro del conduttore. Sebbene non se ne possa trarre norma per il calcolo, è poi interessante rilevare che, pure operando su antenne distese sulla superficie del suolo, si trovarono risultati le cui leggi di variazione concordavano con quelle deducibili dalle già citate formole. In conformità con le formole stesse, si riscontrò inoltre che le costanti distribuite equivalenti, e quindi anche la v fittizia, variano molto lentamente al variare di γ e di λ.

TABELLA I.

Intensità di campo misurate trasmettendo con un'antenna orizzontale sollevata sul suolo e orientata nella direzione di propagazione.

MESE E CONDIZIONI DI UMIDITÀ	LOCALITÀ E NATURA DEL TERRENO	Distanza r (m)	λ (m)	I (A)	E (μV/m)	$F = \frac{\varrho_0 l_{eff} I}{\lambda r}$ (μV/m)	$\frac{F}{E} = \frac{1}{\lvert a_0 \rvert} \simeq \simeq \sqrt{60 \lambda \gamma}$	γ
Gennaio; tempo molto piovoso	Via Portuense (alluvionale)	1280	150	0,120	155	$4,6 \cdot 10^3$	29,5	$9,7 \cdot 10^{-2}$
	»	1280	75	0,130	465	$9,7 \cdot 10^3$	20,8	$9,6 \cdot 10^{-2}$
	»	750	150	0,120	260	$7,8 \cdot 10^3$	30,0	$10,0 \cdot 10^{-2}$
	»	750	75	0,130	770	$16,8 \cdot 10^3$	21,8	$10,5 \cdot 10^{-2}$
	Centocelle (fango vulcanico)	300	150	0,195	2220	$31,7 \cdot 10^3$	14,25	$2,25 \cdot 10^{-2}$
Maggio; terreno mediamente umido	Via Salaria (alluvionale)	340	150	0,45	2610	$66 \cdot 10^3$	25,3	$7,1 \cdot 10^{-2}$
	»	340	100	0,155	1680	$34,1 \cdot 10^3$	20,3	$6,85 \cdot 10^{-2}$
	Fiumicino (sabbioso)	360	150	0,165	1375	$22 \cdot 10^3$	16	$2,85 \cdot 10^{-2}$

NOTA. - F è il campo che produrrebbe una antenna verticale alta l_{eff} e percorsa dalla corrente I. E deve essere [27] $\lvert a_0 \rvert$ volte più piccolo. Il rapporto F/E è anche il rapporto delle componenti verticale e orizzontale del campo elettrico sul terreno in esame. La l_{eff}, ammesso $v \simeq c$, era in tutte le esperienze eguale a $L - 2S = 19,5$ m.

TABELLA II.

Intensità di campo misurate trasmettendo con antenna « a terra ».

MESE E CONDIZIONI DI UMIDITÀ	LOCALITÀ E NATURA DEL TERRENO	Distanza r (m)	Orientamento	λ (m)	I (A)	E (μV/m)	γ (S/m)	l_{eff} (m)	$n = \frac{c}{v}$
Gennaio; tempo molto piovoso	Via Portuense (alluvionale)	1280	0°	150	0,230	340	$\sim 10^{-1}$	$\sim 23,5$	$\sim 1,9$
	»	»	30°	»	»	280			
	»	»	60°	»	»	150			
	»	»	90°	»	»	0			
Maggio; terreno mediamente umido	Via Salaria (alluvionale)	340	0°	150	0,295	2160	$\sim 7 \cdot 10^{-2}$	~ 25	~ 2
	»	»	0°	100	0,105	1650		~ 28	$\sim 1,9$

Acquistata così qualche nozione quantitativa intorno al comportamento delle antenne adagiate sul suolo, nuove misure di campo furono eseguite trasmettendo con la stessa antenna usata nelle precedenti esperienze, distesa, però, a terra.

Si trovarono risultati che si riportano nella tabella II.

Nelle ultime tre colonne della tabella II sono riportati rispettivamente: i valori di γ ricavati dalla tabella I; le lunghezze efficaci che occorre attribuire all'antenna per giustificare l'entità dei campi misurati; i valori di $n = \frac{c}{v}$ che, sostituiti nella [36], dànno lunghezze efficaci dalle quali, deducendo l'ingombro degli apparati (circa 1 m nel caso in esame), si ottengono approssimativamente le lunghezze efficaci dedotte sperimentalmente (penultima colonna).

È interessante osservare che n, conformemente con quanto si è già detto, cresce lentamente con l'aumentare di λ e il diminuire di γ. Il suo valore, di 1,9 ÷ 2 unità, non è molto discosto da quello che si otterrebbe dalle formole di Carson per valori di h pari ad alcune volte il diametro del conduttore ([23]).

Il 1°, 2°, 3° e 4° risultato della tabella II sono stati ottenuti ruotando l'orientamento dell'antenna rispetto alla direzione di propagazione. Il diagramma che ne risulta è di tipo cosinusoidale.

La disuniformità del terreno e la imprecisione delle rotazioni e delle misure, o qualche altra causa imprevista, non hanno però consentito, in queste prove, di porre in rilievo il lieve « appiattimento » che dovrebbe presentare il diagramma di direttività ([24]).

Conclusioni pratiche.

I ragionamenti fin qui svolti mostrano, e le esperienze in generale confermano, che l'efficenza di una antenna orizzontale può essere considerevole, se il terreno ad essa sottostante ha una conduttività non troppo elevata, e se la lunghezza d'onda non è molto grande.

Il rapporto della componente verticale a quella orizzontale del campo elettrico, che è altresì il rapporto tra l'efficenza di un radiatore elementare verticale ed orizzontale, vale circa $\sqrt{60\,\gamma\lambda}$, e nella gamma delle onde medie e corte e per terreni normali si aggira dalle 5 alle 30 unità.

Conviene quindi che le antenne orizzontali, siano esse trasmittenti o riceventi, siano impiantate su tratti di terreno di bassa conduttività.

([23]) Naturalmente, a questa coincidenza non si deve attribuire un significato preciso, sia perchè le formole di Carson valgono solo per $h \gg d$, sia perchè il rivestimento isolante del conduttore (gomma, nel caso in questione) e le disuniformità superficiali del terreno rendono impossibile il riferimento ad un modello fisico semplice.

([24]) Anche per un'antenna distesa sul suolo, la lunghezza efficace per $\varphi \neq 0°$ è, come si intuisce, superiore a quella per $\varphi = 0°$.

Poichè per altro interessa che il campo elettrico sia inclinato solo in prossimità delle antenne, è sufficiente una limitata zona di terreno cattivo conduttore, e conviene, come al solito, che il terreno, lungo il quale avviene la propagazione, sia buon conduttore.

Per quel che concerne la scelta della lunghezza d'onda ottima per un dato collegamento, l'onda più favorevole è evidentemente quella, per cui diviene massima la tensione disponibile all'uscita dell'antenna ricevente. Detta h_{eff} l'altezza efficace in trasmissione, H_{eff} quella in ricezione, si ha:

$$V = \frac{\varrho_0 \, h_{eff} \, I}{\lambda \, r} \, A \, H_{eff}$$

dove h_{eff} o H_{eff} è pari, nel caso dell'antenna orizzontale, a $l_{eff} \mid a_0 \mid$. Se si suppone a priori che la lunghezza d'onda sia grande rispetto alle dimensioni dell'aereo, per modo che la resistenza di radiazione sia piccola rispetto a quella ohmica, si può assumere come dato costante al variare della lunghezza d'onda, sia per l'antenna orizzontale, sia per quelle a telaio o verticali, il numero metri $\times$ ampere, in trasmissione (25). Nel caso del telaio, ciò equivale a supporre costante la tensione oscillatoria ai capi del telaio medesimo.

Si perviene così a definire una lunghezza d'onda ottima di primo orientamento, che può poi essere corretta in più o in meno, a seconda delle esigenze pratiche.

Partendo da queste premesse, è facile ricavare che l'onda ottima per un collegamento, a distanza determinata, tra due stazioni provviste di aerei identici e su un terreno di caratteristiche costanti e note, può essere calcolata ricercando i massimi delle funzioni: $\frac{A}{\lambda^2}$ per l'antenna orizzontale $\left(\text{ammettendo che sia } \mid a_0 \mid = \frac{1}{\sqrt{60 \, \lambda \gamma}}\right)$ e per il telaio; $\frac{A}{\lambda}$ per l'antenna verticale.

Per onde abbastanza lunghe e per terreni sufficientemente conduttivi, si può trascurare l'effetto dielettrico del suolo (supporre cioè, con riferimento alla fig. 2, $b = 0^0$) ed accettare per A la nota espressione approssimata (dovuta a van der Pol):

$$A = f(p_0) = \frac{2 + 0{,}3 \, p_0}{2 + p_0 + 0{,}6 \, p_0^2}$$

dove $p_0 = \frac{\pi \, r}{x \, \lambda} = \frac{\pi \, r}{60 \, \lambda^2 \, \gamma}$.

Ne consegue, poichè p_0 e λ^{-2} differiscono solo per una costante, che basta ricercare, rispettivamente nei due casi sopra ricordati, i massimi

(25) Vale a dire: si può supporre che, accordando il trasmettitore in una gamma abbastanza vasta di frequenze, e rimanendo inalterate le dimensioni dell'antenna, resti approssimativamente costante la corrente che scorre in essa.

delle funzioni $f(p_0)p_0$ e $f(p_0)p_0^{1/2}$. Questi si verificano ordinatamente per:

$p_0 = 2,88$ (2 antenne ambedue orizzontali od a telaio),
$p_0 = 1,12$ (2 antenne verticali).

Per una distanza di 20 km, su un terreno per cui sia $\gamma = 5 \cdot 10^{-2}$ S m, si hanno ad esempio le due onde ottime di ~ 85 e di ~ 137 m.

È interessante notare che, sia per i telai, sia per le antenne orizzontali, i risultati sperimentali, forniti dalla pratica dei radiocollegamenti campali, confermano l'attendibilità degli ordini di grandezza indicati.

Passando ora a considerare l'influenza che l'altezza sul suolo ha sul funzionamento di una antenna orizzontale, osserviamo che, se l'antenna è breve rispetto alla lunghezza d'onda, il funzionamento con antenna a terra può avvenire ancora in condizioni discretamente favorevoli. In generale, però, la condizione di ottimo si verifica sempre ad una certa altezza sul suolo. Avvicinando l'antenna al suolo, aumentano infatti le perdite in essa indotte. Allontanandola, d'altra parte, aumentano le perdite dovute alla radiazione spaziale, e diminuisce l'inclinazione del campo elettrico. Considerata la comodità di impianto che deriva dall'adottare altezze piccole, si può concludere che l'ordine di grandezza di $10^{-2}\,\lambda$ è quello che conviene generalmente scegliere per l'altezza.

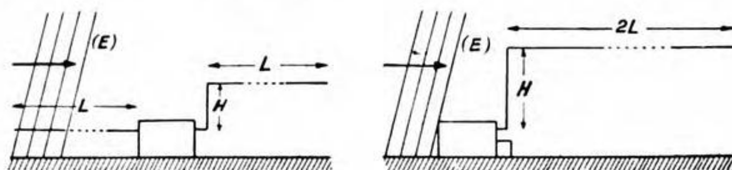


Fig. 8. — Antenne con parte verticale e parte orizzontale aventi diagramma radiativo a forma di cardioide: funzionamento in ricezione.

La direttività di una antenna orizzontale è di tipo all'incirca cosinusoidale, come quella di un telaio. Vi è però una importante differenza tra questi due tipi di aereo, anche dal punto di vista della direttività. Infatti, il campo generato da un telaio ha bensì fase opposta nei due sensi opposti contenuti nel piano del telaio, ma è sempre in quadratura con quello che genererebbe un'antenna verticale, percorsa da una corrente avente la medesima fase di quella che percorre il telaio. Pertanto, per ottenere (come nei noti dispositivi radiogoniometrici) un diagramma unidirezionale, a cardioide, è necessario associare al telaio un'antenna percorsa da una corrente sfasata di 90°; nè è possibile, « squilibrando » semplicemente il telaio, ottenere un effetto analogo.

Per contro ogni elemento di un' antenna orizzontale produce un campo che ha in un senso la medesima fase, nell'altro fase opposta a quella del campo che verrebbe generato da un'antenna verticale, percorsa da una corrente di egual fase. Ne consegue che è possibile, costruendo un'antenna avente una delle forme rappresentate in figura 8, ottenere

diagrammi radiativi a forma di cardioide ([26]). Approssimativamente, ammesso che sia $L \ll \lambda$, occorre far sì che risulti:

$$H I = L I \mid \alpha_0 \mid \simeq L I \frac{1}{\sqrt{60 \lambda \gamma}} .$$

L'effetto direttivo, predisposto per un valore medio di λ e di γ, si conserva notevole anche se λ e γ variano, purchè entro limiti non troppo vasti; ambedue queste grandezze figurano infatti sotto il segno di radice e pertanto la loro influenza risulta percentualmente dimezzata.

Complessivamente, dalle varie considerazioni fin qui svolte, appare che le antenne orizzontali presentano proprietà di interesse molto considerevole dal punto di vista campale, purchè naturalmente il loro dimensionamento ed impiego siano propriamente studiati. E se nei casi, in cui è richiesto un aereo portatile, l'aereo a telaio appare insostituibile, si può però dire che l'antenna orizzontale, distesa, o poco sollevata, sul suolo, gli è subito, in ordine di semplicità, seconda, e costituisce certamente il più spedito mezzo per ottenere diagrammi di radiazione di tipo unidirezionale.

Un'applicazione interessante, e, crediamo, finora non tentata, del meccanismo di radiazione delle antenne orizzontali, consiste infine nel calcolare, valendosi della semplice formola: $E = \frac{\varrho_0 \, l_{\text{eff}} \, I}{\lambda \, r} \mid \alpha_0 \mid$, e di una misura di campo, il valore di $\mid \alpha_0 \mid$, che per onde non troppo corte e terreni normali, è circa $(60 \, \lambda\gamma)^{-1/2}$. Ne consegue la possibilità di determinare rapidamente γ. Le misure eseguite hanno mostrato che, in condizioni normali di umidità, la conduttività dei terreni siti intorno a Roma si aggira intorno a $5 \cdot 10^{-2}$ S/m.

Sono vivamente grato al generale Sacco ed al colonnello Micheletta per l'aiuto e per i consigli di cui mi sono stati costantemente prodighi.

Roma - Istituto Militare Superiore delle Trasmissioni.

([26]) Dalla semplice osservazione della figura 8 si deduce che affinchè, in ricezione, le correnti indotte nei rami orizzontale e verticale dell'aereo siano di egual senso, occorre che la stazione trasmittente si trovi nel senso opposto alla freccia. L'inclinazione del campo elettrico è allora del tipo indicato in figura. Reciprocamente, la massima efficenza in trasmissione si deve anch'essa verificare nel senso opposto alla freccia.

LIMITI DI APPLICABILITÀ DEL DINATRON COME MEZZO DI MISURA A FREQUENZE ELEVATE

ETTORE VITI

Si riassume rapidamente il metodo di misura Latmiral-Vecchiacchi, e si illustra un particolare modo di usarlo, il quale consente di eliminare gli errori dovuti alle capacità interelettrodiche e alle perdite dielettriche.

Si dimostra quindi analiticamente che le autoinduttanze e le mutue induttanze delle connessioni degli elettrodi, entro limiti di frequenza assai ampi, non influiscono sull'attendibilità del metodo descritto.

1. - Premessa.

Per misurare resistenze equivalenti di circuiti oscillatori, perdite di condensatori e di bobine, resistenze ohmiche a radiofrequenza e così via, si usano comunemente metodi di risonanza, secondo i quali l'eccitazione del circuito, sul quale si esegue la misura, si effettua con una tensione, la cui frequenza risulta uguale alla frequenza di risonanza del circuito stesso.

Quando si debba fare una lunga serie di misure, l'operazione manuale di riportare ogni volta il circuito in condizioni di risonanza causa una perdita di tempo veramente proibitiva. In questi casi è di gran giovamento usare un metodo nel quale ci si riporti automaticamente a lavorare in condizioni di risonanza. A tale requisito soddisfano gli schemi a dinatron e in particolare quello Latmiral-Vecchiacchi (1), il cui principio richiamiamo brevemente.

È noto che, se si pone in parallelo ad una resistenza negativa, che in particolare può essere costituita da un dinatron, un circuito oscillatorio antirisonante di resistenza dinamica R, l'ampiezza delle oscillazioni che in questo si generano dipende essenzialmente dalla differenza $a - \frac{1}{R}$

(1) G. Latmiral: Un metodo per la misura della resistenza equivalente dei circuiti oscillatori - A. F., 1936, V, p. 331.

in cui $-\alpha$ è la conduttanza differenziale negativa del tubo, valutata in corrispondenza della tensione anodica di riposo.

Pertanto si può ammettere che due circuiti i quali, posti successivamente in parallelo allo stesso dinatron, diano oscillazioni della stessa ampiezza, abbiano resistenze dinamiche eguali, anche se le frequenze delle oscillazioni generate sono diverse appartenendo ad esempio l'una alla gamma acustica, l'altra alla gamma radio. È allora evidente come si possa eseguire una misura: si pone il circuito di resistenza equivalente incognita in parallelo al dinatron e si regola la resistenza negativa di quest'ultimo fino ad avere oscillazioni stabili, ma di ampiezza relativamente piccola; quindi, lasciando tutto il resto immutato, si sostituisce al circuito in esame un circuito antirisonante a frequenza acustica, la cui resistenza dinamica sia variabile con continuità e nota, per effetto di una preventiva taratura con metodo di ponte. Si regola il circuito tarato fino ad ottenere oscillazioni di ampiezza eguale a quelle precedentemente ottenute: la resistenza dinamica che così si legge, misura anche quella del circuito a radiofrequenza.

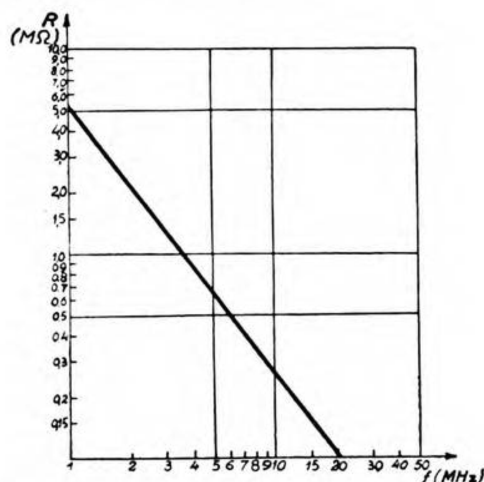


Fig. 1. — Curva di R_{diel} in funzione della frequenza per il tubo R.E.N.S. 1214 (Zinke).

Occorre tuttavia osservare che fra anodo e catodo del dinatron vi è la capacità interelettrodica C_{ak}, e che le perdite dielettriche che si hanno nel vetro del tubo hanno lo stesso effetto di una resistenza ohmica R_{diel}, posta in parallelo fra anodo e catodo, il cui valore dipende dalla frequenza. Il grafico di figura 1 è relativo al tubo Telefunken R.E.N.S. 1214.

È chiaro che C_{ak} e R_{diel} hanno influenza trascurabile sul circuito a frequenza acustica, e diminuiscono invece sensibilmente la resistenza dinamica risultante del circuito a radiofrequenza: di questo si potrà

tenere conto introducendo una correzione nelle misure, ma al di sopra di un certo limite di frequenza esse vengono falsate in modo tale da non essere più accettabili neppure quando si desideri una precisione molto modesta. Al di sopra di una certa frequenza si può ancora utilizzare il procedimento accennato, ma in modo diverso.

Per determinare, ad esempio, il valore di una resistenza ohmica a radiofrequenza si pone in parallelo al dinatron un circuito che oscilli alla frequenza a cui si vuole effettuare la misura e si determina la sua resistenza equivalente R.

Poichè il circuito a radiofrequenza serve ora solamente come mezzo per eseguire la prova, non ha alcuna importanza che il valore misurato R dipenda anche dai valori di C_{ak}, R_{diel}, purchè la frequenza, e quindi R_{diel}, non cambi nel corso della misura. Anzi per semplicità si può supporre che le capacità parassite e le perdite dielettriche siano localizzate, anzichè all'interno del tubo, esternamente ad esso: tutto avviene come se, invece del circuito oscillatorio composto da L, R_L, C, R_c, si usasse quello più complesso di figura 2, di resistenza dinamica inferiore.

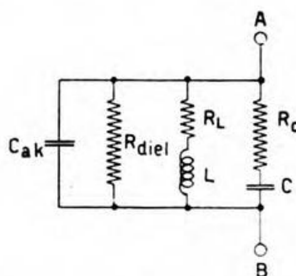


Fig. 2. — Circuito esterno al tubo, quando si immaginino conglobate in esso anche la resistenza dovuta alle perdite dielettriche, e la capacità anodo-catodo.

Si aggiunge quindi in parallelo al circuito a radiofrequenza la resistenza ohmica incognita e si determina la nuova resistenza dinamica R'. Poichè tutti i valori delle grandezze che compaiono nel circuito di figura 2 sono rimasti inalterati, e così pure la frequenza, si può senza errore, calcolare il valore R_x della resistenza incognita, che risulta: $R_x = \dfrac{R\,R'}{R - R'}$.

È utile notare, per le considerazioni che seguono, che, nelle misure a pari frequenza, l'unico elemento che si varia è la polarizzazione della griglia di comando.

Quando si vogliano eseguire misure a frequenze maggiori di 1 o 2 MHz, occorre tener conto anche di altri elementi che a frequenze più basse si possono a buon diritto trascurare: l'autoinduzione e le mutue induzioni delle connessioni interne degli elettrodi del tubo; in tubi normali esse sono dell'ordine delle decine di 10^{-9} H.

Lo Strutt (2) ha calcolato l'effetto di questi elementi unitamente a quello delle capacità interelettrodiche. Per tubi amplificatori è giunto al risultato che l'impedenza di uscita di un tetrodo, mantenendo costante la frequenza, dipende non soltanto dalla resistenza anodo-catodo, ma anche dalla pendenza anodo-griglia di comando S_a, e griglia schermo-griglia di comando S_{g2}.

Tanto S_a quanto S_{g2} dipendono dalla polarizzazione di griglia, quindi ne risulta che in parallelo alla ammettenza anodo-catodo del tubo vi è anche una ammettenza variabile con la polarizzazione di griglia. La presenza di tale ammettenza infirma la possibilità di usare il metodo descritto, fin quando non si sia dimostrato che è possibile trovare condizioni di lavoro nelle quali, con le variazioni di polarizzazione di griglia, che è necessario apportare per la esecuzione della misura, le variazioni di ammettenza sono trascurabili.

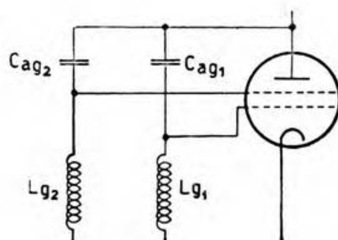


Fig. 3. — Schema equivalente del tubo allo scopo di determinare le tensioni che si localizzano sui vari elettrodi per effetto di accoppiamenti interni al tubo.

A frequenze dello stesso ordine di grandezza, avviene inoltre che i collegamenti interni degli elettrodi non possono più essere considerati come un corto circuito, ma hanno un'impedenza di valore finito, e spesso abbastanza grande.

Una parte della tensione anodica alternativa, attraverso accoppiamenti induttivi e capacitivi, viene a localizzarsi sugli altri elettrodi, come si rileva dalla figura 3.

Per tali frequenze bisogna pertanto tenere conto di un accoppiamento fra la placca e le due griglie, cioè di una complessa reazione fra questi elettrodi.

Questa reazione è nociva, in primo luogo, nel confronto tra un circuito a radiofrequenza ed uno a bassa frequenza, i suoi effetti aggiungendosi a quelli della capacità C_{ak} e della resistenza R_{diel}. Tuttavia ciò non ha importanza quando si tratti di misure a pari frequenza.

---

(2) M. J. O. STRUTT u. A. VAN DER ZIEL: Die Ursachen für die Zunahme der Admittanzen moderner Hochfrequenz-Verstärkerröhren in Kurzwellengebiet - E.N.T., 1937, XIV, p. 281.

In secondo luogo si deve tenere presente che una reazione ha effetti diversi a seconda delle costanti del tubo; poichè, nel confronto di due circuiti alla stessa radiofrequenza, tali costanti sono diverse, dovendosi variare la polarizzazione di griglia, sorge istintivo il dubbio che vi sia qui una ulteriore fonte di errori.

La prima cosa che viene fatto di pensare è che l'esistenza di una reazione porti a una variazione dell'ampiezza delle oscillazioni, e poichè proprio dall'ampiezza delle oscillazioni si risale alla resistenza dinamica, ne dovrebbe conseguire una variazione apparente di questa.

Il presente lavoro è rivolto a stabilire l'importanza pratica delle considerazioni sopra accennate sui risultati delle misure.

Si studia innanzitutto l'influenza di una reazione di fase qualsiasi su ognuna od entrambe le griglie del dinatron. Con l'aiuto della teoria non lineare dell'oscillatore, si dimostra che si può scegliere il punto di lavoro in modo che una tale reazione non modifichi l'ampiezza della fondamentale, ma porti soltanto un contributo di seconda armonica, del resto assai piccolo.

Si calcola quindi l'ammettenza di uscita del tubo e si trova che, scegliendo come punto di riposo quello di corrente anodica nulla, che è anche quello che rende minimi gli effetti della reazione, essa è indipendente dal valore della polarizzazione della griglia di comando.

Questi due risultati portano a concludere che il metodo è valido entro limiti di frequenza molto ampi.

2. - Generalità sul dinatron.

Un dinatron è un bipolo a resistenza differenziale negativa, costituito da un tubo elettronico in cui la griglia più vicina all'anodo è portata a potenziale più elevato di quest'ultimo.

La più comune attuazione è quella ottenuta con un tetrodo, in cui si dà alla griglia schermo un elevato potenziale positivo ed all'anodo un potenziale positivo inferiore.

La griglia di comando può avere tensione negativa o leggermente positiva; a parità di altre condizioni le curve che dànno la corrente di placca in funzione della tensione di placca si appiattiscono al diminuire del potenziale di griglia, e quindi la conduttanza negativa del tubo diminuisce.

Per meglio rilevare questa dipendenza si riporta in figura 4 la curva della conduttanza negativa in funzione della tensione di griglia per il binodo Telefunken R.E.N.S. 1254, ottenuta con una tensione di griglia schermo di 180 V, e con tensione anodica di 26 V.

Tornando a considerare le caratteristiche anodiche, rilevate per varie tensioni di griglia, si osserva che, qualora l'emissione secondaria sia sufficiente a invertire il senso della corrente anodica, nel tratto discendente queste tagliano l'asse delle ascisse in punti assai vicini.

In generale si può scegliere la tensione di griglia schermo in modo che tutte le caratteristiche taglino l'asse delle ascisse praticamente nello stesso punto che chiameremo A.

In tutto ciò che segue si suppone sempre di scegliere il punto A come punto di riposo, e si indica la tensione anodica corrispondente con V_A.

In A la corrente di placca è nulla per qualsiasi tensione di griglia; ciò equivale a dire che la pendenza del tubo è ivi eguale a zero.

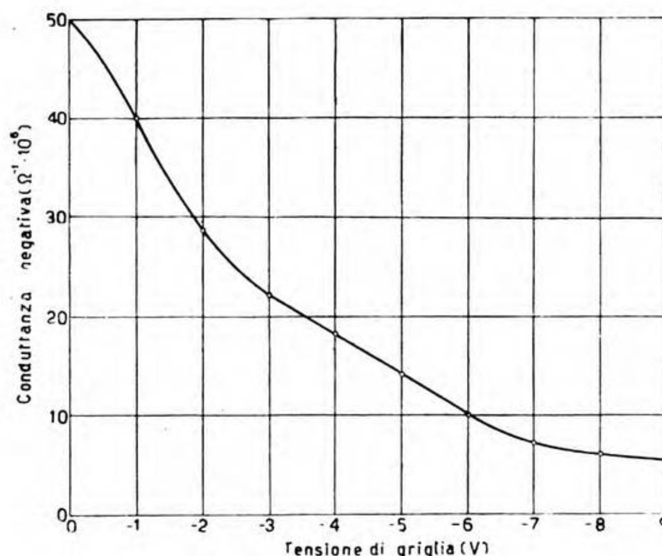


Fig. 4. — Curva della conduttanza negativa in funzione della tensione di griglia per il tubo R.E.N.S. 1254 (tensione anodica 26 V; tensione di schermo 180 V).

Inoltre a sinistra di A, cioè per tensioni anodiche inferiori a V_A, la transconduttanza S_a del tubo è positiva, a destra invece S_a è negativa.

Per maggior precisione si riportano i dati rilevati sul binodo Telefunken R.E.N.S. 1254.

La tensione di schermo è 180 V, la tensione di placca (V_A) è 26 V.

Le curve di corrente anodica in funzione della tensione di griglia, sono state rilevate in un intorno del punto A per valori di tensione anodica, che differiscono per 2 V (fig. 5). Da queste curve si rileva che in A la pendenza massima è di 50 μA/V. Se ci allontaniamo di poco da A la pendenza cresce rimanendo però piccola in valore assoluto: così in un intorno di 4 V a sinistra e 4 V a destra di A il massimo valore assoluto della pendenza è minore di circa 200 μA/V.

È altresì interessante osservare che nel punto A la pendenza anodica relativa alla griglia schermo $S_{ag2} = \left(\frac{\partial I_a}{\partial V_{g2}}\right)_{V_a, V_{g1} = \text{cost}}$ è ancora più piccola.

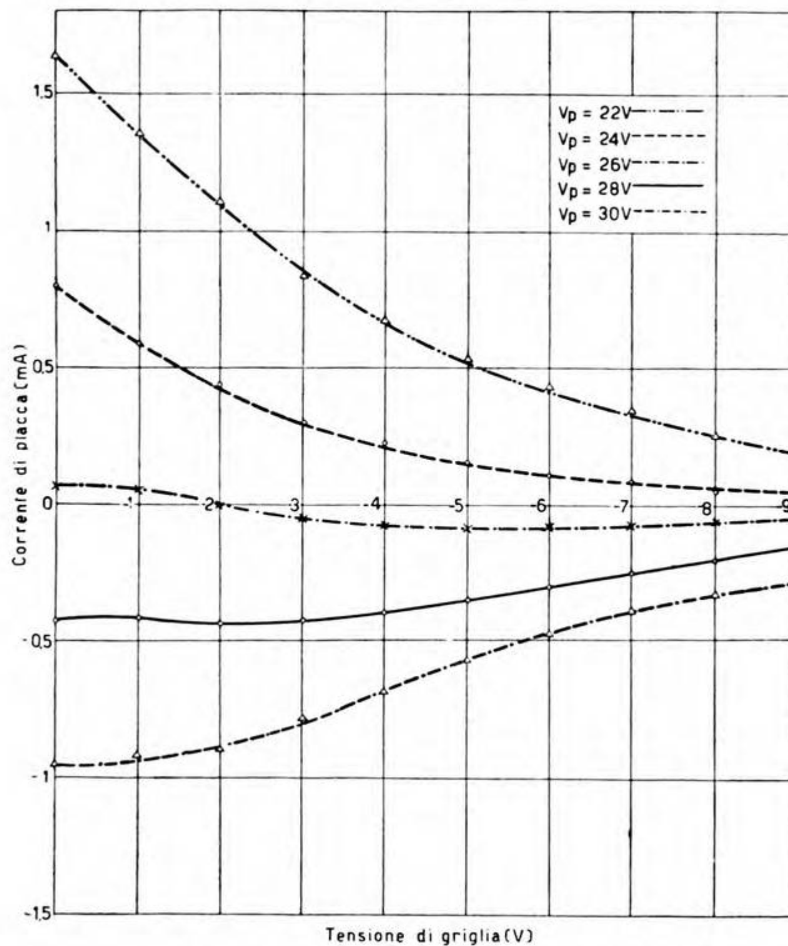


Fig. 5. — Curve della corrente anodica in funzione della tensione di griglia per tubo R.E.N.S. 1254 (tensione di schermo 180 V).

Nel nostro caso tale pendenza è sempre inferiore a 10 μA/V; dare una curva precisa non ha significato, a causa delle instabilità di corrente proprie del dinatron; basta quindi per tale pendenza assegnare un limite superiore.

3. - Comportamento del dinatron quando si applichi alla griglia di comando una tensione alternata.

Abbiamo visto che nel punto *A* della caratteristica anodica, e nelle sue immediate vicinanze, la transconduttanza griglia di comando-anodo, e griglia schermo-anodo possono ritenersi praticamente eguali a zero. È evidente, e si è anche potuto provare con semplice esperienza, che se si applica una tensione alternativa anche di qualche volt a una delle due griglie o a tutte e due insieme, praticamente nessuna corrente alternativa si genera nel circuito anodico.

Quella che varia è soltanto la resistenza differenziale negativa del tubo, la quale oscilla attorno al valore di riposo con un periodo eguale a quello della tensione alternativa impressa sulla griglia.

Diverso è il comportamento nel caso in cui anche la tensione anodica abbia una piccola componente alternativa, quale è il caso di un dinatron accoppiato a un circuito antirisonante in modo da avere oscillazioni di piccola ampiezza.

Infatti, se applichiamo alla griglia del tubo, oltre alla polarizzazione fissa, anche una tensione alternativa esterna di frequenza assai inferiore a quella propria del circuito di placca, avremo che la corrente anodica sarà modulata in ampiezza dalla frequenza applicata.

Se poi aumentiamo la frequenza della tensione di griglia fino a farle raggiungere e superare quella propria del circuito di placca avremo fenomeni di sincronizzazione, con moltiplicazione e demoltiplicazione di frequenza, analoghi a quelli che si hanno negli oscillatori a reazione.

Il caso in cui la tensione alternativa pervenga sulla griglia non dall'esterno, ma dal circuito anodico attraverso un accoppiamento qualsiasi, va esaminato con attenzione e questo sarà fatto nel paragrafo seguente.

4. - Reazione nel dinatron.

Supponiamo che, attraverso un accoppiamento qualsiasi, una parte della tensione di placca ritorni sulla griglia, con una differenza di fase φ, e cerchiamo di calcolare la variazione dell'ampiezza delle oscillazioni e le eventuali distorsioni della tensione anodica, che sono causate da questa reazione.

Per fare questo occorre considerare la caratteristica anodica del dinatron come non lineare (3).

Se indichiamo con v la tensione alternativa applicata alla placca del dinatron e con i la corrente alternativa che lo attraversa, si può tener conto della forma della caratteristica nella zona utilizzata dicendo che:

(3) B. VAN DER POL: Non linear theory of electric oscillations - Proc. I. R. E., 1934, XXII, p. 1050.

[1] $$i = -\alpha v + \beta v^2 + \gamma v^3$$

limitandosi ai soli primi tre termini dello sviluppo in serie.

Il primo coefficiente $-\alpha$ esprime la conduttanza differenziale negativa del tubo, nel punto di riposo e relativa alla polarizzazione di griglia prescelta.

Poichè in generale il punto A si può considerare come punto di flesso e in tale condizione β è nullo, si può anche scrivere:

[2] $$i = -\alpha v + \gamma v^3 .$$

Supponiamo adesso che una frazione di v, e precisamente $\frac{1}{n} v$, si localizzi sulla griglia e per il momento supponiamo anche che tale tensione sia in fase con v.

Per piccole variazioni di tensione di griglia si può considerare che la conduttanza negativa vari proporzionalmente a V_g; se η è il coefficiente di proporzionalità:

$$\eta = \frac{d(-\alpha)}{d V_g} .$$

In ogni istante la conduttanza negativa viene espressa da:

[3] $$-\alpha' = -\alpha - \eta \frac{1}{n} v .$$

Il termine $\eta \frac{1}{n} v$ ha il segno negativo perchè, quando aumenta la tensione di griglia, aumenta anche la conduttanza negativa.

Sostituendo in [2] ad α il valore istantaneo α' si ottiene:

[4] $$i = -\alpha v - \frac{\eta}{n} v^2 + \gamma v^3 .$$

Da questa espressione si rileva che l'unico effetto di una reazione in fase è quello di conferire alla caratteristica anodica del dinatron una convessità rivolta verso l'alto nel punto A.

È evidente che una reazione con differenza di fase di 180° rispetto alla tensione anodica, conferisce alla caratteristica una convessità rivolta verso il basso.

L'effetto di una reazione con una fase φ qualsiasi rispetto a v, non si può tradurre in termini geometrici così semplici.

Per studiare il caso generale bisogna ricorrere ad un artifizio; questo tuttavia è lecito soltanto quando la forma trovata per v non sia troppo diversa da quella sinoidale (4).

(4) Questa non è altro che l'ipotesi che si fa anche in seguito per la risoluzione approssimata dell'equazione differenziale delle oscillazioni.

Tale ipotesi viene anticipata qui, solamente con lo scopo di chiarire il significato fisico delle formule.

La tensione di reazione si può esprimere, in ampiezza e fase, con νv, dove ν è un numero complesso di modulo $\frac{1}{n}$ e argomento φ; quindi la [3] diviene:

$$-\alpha' = -\alpha - \eta \nu v . \qquad [3']$$

Se adesso si indica con $-\beta$ il numero complesso $\eta \nu$, di modulo $\eta \frac{1}{n}$ e di argomento φ, e si sostituisce l'espressione [3'] in [2], si ottiene finalmente:

$$i = -\alpha v + \beta v^2 + \gamma v^3 . \qquad [5]$$

La [5] formalmente coincide con la [1], con la differenza che β è ora un numero complesso di argomento $\varphi + \pi$; di questo occorre tener conto nel discutere la soluzione dell'equazione differenziale delle oscillazioni.

Siano C, L, R rispettivamente la capacità, l'induttanza e la resistenza dinamica del circuito antirisonante di placca; l'equazione delle oscillazioni si può scrivere nel modo solito:

$$\frac{d^2 v}{d t^2} + \frac{1}{C R} \frac{d}{d t} (v + R i) + \frac{1}{C L} v = 0 . \qquad [6]$$

Sostituendo al posto di i il valore dato dalla [5] e posto $\frac{1}{CL} = \omega^2$ si ha:

$$\frac{d^2 v}{d t^2} + \frac{1}{C} \left(\frac{1}{R} - \alpha + 2 \beta v + 3 \gamma v^2 \right) \frac{d v}{d t} + \omega^2 v = 0 . \qquad [7]$$

Questa equazione, risolta col metodo di approssimazione usato nel calcolo delle perturbazioni astronomiche ([5]), ha per soluzione:

$$\begin{aligned} v = A \operatorname{sen} \omega_0 t &+ \frac{3}{32} \frac{A^3}{\omega_0 C} \gamma \cos \omega_0 t \\ &+ \frac{1}{3} \frac{A^2}{\omega_0 C} \beta \operatorname{sen} 2 \omega_0 t \\ &+ \frac{3}{32} \frac{A^3}{\omega_0 C} \gamma \cos 3 \omega_0 t , \end{aligned} \qquad [8]$$

in cui

$$\omega_0^2 = \omega^2 - \frac{1}{3} \left(\frac{|\beta| A}{C} \right)^2 - \frac{9}{128} \left(\frac{\gamma A^2}{C} \right)^2 - \dots \qquad [9]$$

e

$$A = 2 \sqrt{\frac{\alpha - \frac{1}{R}}{3 \gamma}} . \qquad [10]$$

([5]) E. V. Appleton a. W. Greaves: Solution of the rapresentative equation of triode oscillator - Phil. Mag., 1923, XLV, p. 16.

Esaminando l'espressione [8] della tensione, si osserva subito che il termine βv^2 di [5], che esprime la reazione, ha dato soltanto un contributo di seconda armonica, e non influenza affatto l'ampiezza della fondamentale nè quella della terza armonica.

Poichè β entra nell'espressione [8] soltanto come moltiplicatore di una funzione sinoidale, ha significato considerarlo come un numero complesso, di argomento qualsiasi, e si può concludere: nelle condizioni predette, introdurre una reazione fra placca e griglia, non porta alcuna variazione nell'ampiezza della fondamentale, ma solo un contributo alla seconda armonica.

Se intendiamo come fase di un'armonica rispetto alla fondamentale quella che si ha all'inizio di ogni periodo della fondamentale, potremo dire che la fase della seconda armonica dipende dalla differenza di fase φ fra tensione anodica e reazione, ed è approssimativamente eguale a $\varphi + \pi$.

Il coefficiente di reazione β interviene anche nell'espressione della frequenza, ma soltanto col suo valore assoluto: la diminuzione di frequenza rispetto a quella propria $\frac{1}{\sqrt{LC}}$ del circuito antirisonante di placca, è determinata infatti soltanto dall'ampiezza delle varie armoniche presenti.

Dalla trattazione fatta, risulta che non è indispensabile che A sia proprio un punto di flesso. Nel caso che questo si verifichi, occorrerà aggiungere in [5], al termine β, anche un termine reale b esprimente la curvatura della caratteristica in assenza di reazione.

Le espressioni [8], [9], [10] si modificano cambiando β in $\beta + b$.

Quindi nel caso in cui A non sia punto di flesso, la reazione ha come conseguenza una variazione nell'ampiezza della seconda armonica e uno sfasamento, dipendenti rispettivamente dal modulo e dall'argomento del numero complesso $\beta + b$.

Il rapporto fra l'ampiezza della seconda armonica e quella della fondamentale è:

$$m_2 = \frac{A}{3\,\omega_0 C} \left| \beta \right| \tag{11}$$

ed essendo $|\beta| = \frac{1}{n}\eta$, si ha:

$$m_2 = \frac{1}{3} A \frac{1}{\omega_0 C} \eta \frac{1}{n} . \tag{11'}$$

Per chiarire la portata dei risultati esposti, facciamo un esempio numerico in cui si determina il valor massimo che può assumere $\frac{1}{n}$ senza che m_2 superi l'1 %. I valori che si assegnano alle varie grandezze che compaiono nella [11'] sono quelli più sfavorevoli.

Se poniamo $A = 4$ V; $\frac{1}{\omega_0 C} = 1500\ \Omega$; $\eta = 10^{-5}\ \text{V}^{-1}\ \Omega^{-1}$ si ottiene $m_2 = 2 \cdot 10^{-2} \frac{1}{n}$. Quindi, finchè $\frac{1}{n} \leq 0{,}5$, risulta $m_2 \leq 10^{-2}$. Conside-

riamo che la tensione di reazione arrivi alla griglia attraverso la capacità interelettrodica, come è rappresentato schematicamente in figura 3, e supponiamo, sempre per metterci nelle condizioni più sfavorevoli, che il circuito formato da C_{ag1}, in serie con L_{g1} sia privo di perdite. Se la sua frequenza di risonanza è doppia di quella del circuito anodico, la tensione ai capi di L_{g1} risulta $\frac{1}{3}$ della tensione anodica.

Quindi, con largo margine di sicurezza, possiamo dire: finchè la frequenza di lavoro è inferiore alla metà della frequenza di risonanza del circuito in serie formato da C_{ag1} e L_{g1}, il contenuto di seconda armonica, presente nella tensione oscillante anodica a causa dell'accoppiamento capacitivo tra anodo e griglia di comando, è inferiore all'1%.

Se lo strumento, usato come indicatore dell'ampiezza delle oscillazioni, è un voltmetro elettronico a griglia negativa, in cui, per piccole tensioni applicate, le deviazioni del milliamperometro anodico sono proporzionali al quadrato del valore efficace delle tensioni stesse, si può affermare che la presenza di un contenuto di seconda armonica di alcune unità per cento, non porta praticamente alcun errore nella esecuzione del confronto tra i vari risuonatori, siano essi a frequenze eguali o diverse.

Tutti i calcoli svolti per una reazione sulla griglia di comando si possono ripetere identicamente per una reazione sulla griglia schermo. Poichè il coefficiente $\eta_{g2} = \frac{d\,(-a)}{d\,V_{g2}}$ è assai più piccolo di η, il contributo di seconda armonica, portato da una reazione sulla griglia schermo, è trascurabile purchè la frequenza non sia troppo vicina a quella di risonanza del circuito formato dalla capacità anodo-schermo e dall'induttanza della connessione dello schermo.

Mettendo le limitazioni già ottenute sotto forma di un'unica, ed ancor più restrittiva, limitazione possiamo dire: se si ha la precauzione di scegliere accuratamente il punto A come punto di riposo, e di lavorare con tensioni oscillanti anodiche eguali o inferiori a 4 V, ed a frequenze non superiori alla metà della frequenza di risonanza di ciascuno dei circuiti formati dalle capacità interelettrodiche e dalle induttanze dei collegamenti dei rispettivi elettrodi, l'unico effetto della reazione è quello di portare un contributo di seconda armonica, inferiore all'1% della tensione della fondamentale.

5. - Calcolo dell'ammettenza di uscita del dinatron.

Seguiamo il procedimento dello Strutt [6] per un tetrodo amplificatore a frequenza assai elevata: in esso si tiene conto delle capacità interne, e delle induttanze proprie e mutue dei collegamenti interni dei vari elettrodi (fig. 6).

---

[6] Loc. cit. nota [2].

In questa trattazione i pedici g_1, g_2, k, a si riferiscono rispettivamente alla griglia di comando, alla griglia schermo, al catodo e all'anodo; s'indicano quindi con Y_{ag2}, Y_{ag1}, Y_{ak}, Y_a, Y_{g1g2}, ... le ammettenze fra anodo e griglia schermo, fra anodo e griglia di comando, fra anodo e catodo, fra anodo e massa, fra griglia schermo e griglia di comando, ... ; con M_{g2k}, M_{g1k}, M_{g1g2}, ... i coefficienti di mutua induzione fra griglia schermo e catodo, fra griglia di comando e catodo, fra griglia di comando e griglia schermo, ...; con C_{ag2}, C_{ag1}, C_{ak}, ... le capacità fra anodo e griglia schermo, fra anodo e griglia di comando, fra anodo e catodo, ...; con L_{g1}, L_{g2}, ... le induttanze dei collegamenti della griglia di comando, della griglia schermo, ... ; con $S_a = \left(\frac{\partial I_a}{\partial V_{g1}}\right)_{V_a, V_{g2} = \text{cost}}$ ed $S_{g2} = \left(\frac{\partial I_{g2}}{\partial V_{g1}}\right)_{V_a, V_{g2} = \text{cost}}$,

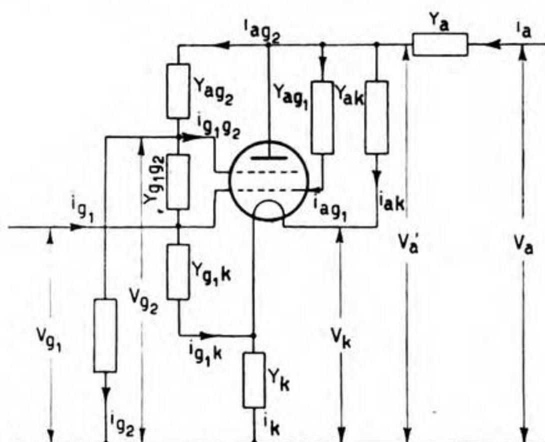


Fig. 6. — Il tetrodo come amplificatore alle alte frequenze (Strutt).

la pendenza anodica del tubo e la pendenza della griglia schermo rispetto alla griglia di comando, e con R_{ak} la resistenza fra anodo e catodo in cui si intende conglobata la resistenza interna del tubo con la resistenza R_{diel} dovuta alle perdite. Si ha quindi:

$$[12] \quad \begin{cases} Y_k = \dfrac{1}{j\,\omega\,L_k}\,;\; Y_{g2} = \dfrac{1}{j\,\omega\,L_{g2}}\,;\; Y_{ak} = j\,\omega\,C_{ak} + \dfrac{1}{R_{ak}}\,;\; Y_{ag2} = j\,\omega\,C_{ag2}\,; \\ Y_{g1k} = j\,\omega\,C_{g1k} + \dfrac{1}{R_{g1k}}\,;\;\; Y_{g1g2} = j\,\omega\,C_{g1g2}\,;\;\; Y_{ag1} = j\,\omega\,C_{ag1}\,; \\ Y_i = Y_{g1k} + Y_{g1g2} + Y_{ag1}\,;\; Y_o = Y_{ak} + Y_{ag2} + Y_{ag1}\,. \end{cases}$$

Fatte queste posizioni, si ricavano per la corrente alternata i e per la tensione alternata v, relative ai vari elettrodi, le seguenti espressioni:

$$[13] \quad \begin{cases} i_{g1} = Y_i'\,V_{g1} - Y_{ag}'\,V_a \\ i_a = S_a'\,V_{g1} + Y_o'\,V_a \end{cases}$$

in cui:

$$[14]\quad \begin{cases} Y_i' = Y_i + \omega^2 \{ (S_a + S_{g2})(L_k C_{kg1} + M_{kg2} C_{g2g1}) - S_{g2}(M_{g2k} C_{kg1} + \\ \qquad + L_{g2} C_{g2g1}) - S_a (M_{ak} C_{kg1} + M_{ag2} C_{g2g1}) \} + \dots \\ Y_{ag}' = j\omega C_{ag1} - j\omega^3 \{ C_{ag2}(L_{g2} C_{g2g1} + M_{g2k} C_{kg1}) + C_{ak}(M_{kg2} C_{g2g1} + \\ \qquad + L_k C_{kg1}) - (C_{ag2} + C_{ak})(M_{ag2} C_{g2g1} + M_{ak} C_{kg1}) \} + \dots \\ S_a' = S_a - Y_{ag1} + j\omega S_a \{ -L_k (S_a + S_{g2}) + M_{g2k} S_{g2} + \\ \qquad + M_{ak} S_a \} + \dots \\ Y_o' = Y_o + \omega^2 S_a \{ C_{ak} L_k + C_{ag2} M_{g2k} - (C_{ak} + C_{ag2}) M_{ak} \} \dots \end{cases}$$

Queste formule valgono per tensioni sinoidali, quindi, entro i limiti di frequenza proposti nel paragrafo precedente, si possono applicare anche quando il tetrodo funziona come oscillatore a dinatron.

A stretto rigore queste formule presuppongono che la resistenza interna del tubo rimanga fissa, mentre abbiamo visto che nel nostro caso essa oscilla attorno al valore di riposo con frequenza eguale a quella della tensione anodica. Tuttavia abbiamo dimostrato che, entro i limiti preposti, questa componente oscillatoria della resistenza interna ha sulla corrente anodica una influenza trascurabile, quindi la possiamo considerare come fissa ed eguale al valore che le compete in caso di assenza di reazione.

Le formule vengono inoltre assai semplificate nel nostro caso perchè si può porre $S_a = 0$.

Bisogna tenere presente che le formule [13] sono state ricavate per un tetrodo con la griglia in testa, quindi sono state considerate nulle le mutue induzioni fra la griglia e gli altri elettrodi.

Se invece si usano tetrodi europei di vecchio tipo, quale il tetrodo da noi usato, con la placca in testa, si potranno trascurare le mutue induzioni fra la placca e gli altri elettrodi ed aggiungere termini che esprimano l'effetto delle mutue induzioni fra la griglia e gli altri elettrodi; ma questo è solo un particolare che non cambia il risultato finale.

Fatte le debite sostituzioni le formule [14] divengono:

$$[15]\quad \begin{cases} Y_i' = -\dfrac{j}{\omega L_{g1}} + j\omega (C_{g1k} + C_{g2g1} + C_{ag1}) + \omega^2 S_{g2} (L_k C_{kg1} + \\ \qquad + M_{kg2} C_{g2g1} - M_{g2k} C_{kg1} + L_{g2} C_{g2g1} + M_{g2g1} C_{g2g1}) \\ Y_{ag}' = j\omega C_{ag1} - j\omega^3 \{ C_{ag2}(L_{g2} C_{g2g1} + M_{g2k} C_{kg1} + M_{g2g1} C_{g2g1}) + \\ \qquad + C_{ak}(M_{kg2} C_{g2g1} + L_k C_{kg1}) \} + \dots \\ S_a' = -j\omega C_{ag1} \\ Y_o' = Y_o = j\omega (C_{ak} + C_{ag2} + C_{ag1}) + \dfrac{1}{R_{ak}}\,. \end{cases}$$

Quella che a noi interessa è la:

$$[16]\quad i_a = -j\omega C_{ag1} V_{g1} + \frac{1}{R_{ak}} V_a + j\omega (C_{ak} + C_{ag1} + C_{ag2}) V_a$$

e, poichè $C_{ag1} \ll (C_{ak} + C_{ag1} + C_{ag2})$, possiamo considerare come ammettenza di uscita l'espressione:

$$[17] \qquad \frac{1}{R_{ak}} + j\,\omega\,(C_{ak} + C_{ag1} + C_{ag2})\,.$$

In questa espressione il solo primo termine $\frac{1}{R_{ak}}$, che dà la conduttanza differenziale negativa del tubo, dipende dalla polarizzazione della griglia. Il termine reattivo è indipendente da questa, proprio come se non ci fossero le autoinduzioni e le mutue induzioni.

Pertanto, con gli accorgimenti previsti ed entro i limiti di frequenza stabiliti in fondo al paragrafo 5, il metodo descritto è perfettamente valido.

7. - Conclusione.

Dai paragrafi 5 e 6 si deduce che, finchè la frequenza di lavoro non supera la metà della frequenza di risonanza interna del tubo, gli errori introdotti dalle ammettenze interne sono trascurabili rispetto a quelli che il metodo di misura dà anche a frequenza più bassa.

La frequenza di risonanza interna del tubo va calcolata caso per caso e per tubi ordinari può variare da 100 a 300 MHz: gli effetti delle induttanze proprie e mutue presentate dai collegamenti interni al tubo sono pertanto trascurabili fino a frequenze di 50 ÷ 150 MHz. Per giudicare l'attendibilità del metodo a frequenze così elevate, occorre tuttavia una ulteriore indagine sulle conseguenze del tempo finito di transito degli elettroni.

Ringrazio l'ingegnere Pontecorvo che mi ha proposto il tema di questo lavoro e il dottore Fubini-Ghiron per i consigli e i suggerimenti che mi ha dato durante lo svolgimento.

Torino, maggio 1938-XVI.

Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris.

MISURE SISTEMATICHE DI RESISTENZE ELEVATE AD ALTA FREQUENZA

ALDO BRESSI

Si espongono i risultati di una estesa serie di misure sistematiche di resistenza ad alta frequenza, eseguite su resistori fabbricati da ditte italiane, allo scopo di averne a disposizione i dati di funzionamento ancora mancanti. Vengono pure indicati i risultati di misure eseguite su resistori di fabbricazione estera.

Il metodo adottato è quello di Latmiral-Vecchiacchi per la misura di resistenze dinamiche dei circuiti oscillatori: esso è stato scelto, perchè consente una rapida esecuzione di misure notevolmente precise. Ne sono indicate le modalità di impiego e viene discussa la precisione dei risultati.

1. - Generalità.

Nella tecnica delle comunicazioni elettriche si fa largo uso di resistori di elevato valore ohmico, per la costituzione dei quali si ricorre a svariate disposizioni costruttive.

Un tipo di resistore largamente diffuso si ottiene col deposito di un sottilissimo strato di materiale conduttore sopra un tubetto di porcellana, e col tracciamento successivo di un'elica isolante di passo opportuno, scavata nello strato stesso, così da conferire al resistore (che ha quindi la forma geometrica di un'elica) il valore ohmico richiesto. Una sottilissima laccatura che ricopre il complesso, protegge il resistore dagli agenti atmosferici.

I resistori fabbricati in Italia, hanno in generale la struttura sopra accennata, mentre all'estero si foggiano anche resistori con disposizioni diverse, alle quali accenneremo in seguito.

Detti resistori, oltre che nel campo delle tensioni continue e delle audiofrequenze, possono trovare utile impiego, anzi talvolta sono indispensabili, nell'àmbito delle radiofrequenze (amplificatori per televisione, gruppi rivelatori, voltmetri di cresta).

Lo studio di questi resistori a radiofrequenza fu intrapreso per primo dal Boella (1) e proseguito da altri autori (2).

I risultati di questi studi hanno chiarito il comportamento dei resistori; mancano però ancora dati sui vari tipi effettivamente disponibili sul mercato.

Si è ritenuto perciò opportuno eseguire una serie di misure sistematiche su numerosissimi tipi di resistori fabbricati in Italia, e su alcuni esemplari di fabbricazione estera.

Un resistore del tipo a spiralizzazione, agli effetti di una tensione alternativa sinoidale semplice a radiofrequenza applicata ai suoi terminali, non si comporta come una resistenza pura, ma come un circuito affetto altresì da induttanza e capacità distribuite, secondo un probabile schema d'insieme del tipo di quello indicato in fig. 1, dove R, L, rappresentano la resistenza e la induttanza, ad esempio, di ciascuna spira, e C', C'', C''', ... sono le capacità fra spire ad eguale distanza dal centro geometrico del resistore.

L'effetto di pelle non è in questo caso praticamente avvertibile, data la sottigliezza dello strato che costituisce la resistenza.

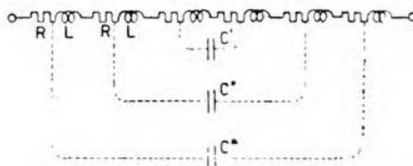


Fig. 1. — Schema elettrico di un resistore a spiralizzazione.

Il circuito complesso di fig. 1 può essere rappresentato da un circuito equivalente, costituito da una conduttanza G_f in parallelo con una suscettanza B_f, entrambe funzioni della frequenza f (fig. 2).

Nel campo delle radiofrequenze normali di lavoro, a cui si è esperimentato, la suscettanza B_f è capacitiva. Il circuito equivalente al nostro resistore si può pertanto ritenere formato da una resistenza avente il valore $R_f = \frac{1}{G_f}$, in parallelo con una capacità di valore $C_f = \Delta C$ (fig. 3).

Il comportamento dei resistori in esame alle radiofrequenze è determinato quando si conoscano i valori di R_f e di C_f alle varie frequenze

(1) M. Boella: Sul comportamento alle alte frequenze di alcuni tipi di resistenze elevate in uso nei radiocircuiti - A. F., 1934, III, p. 132.

(2) G. W. O. H.: The behaviour of high resistances at high frequencies - W. E. a. E. W., 1935, XII, p. 291.

O. S. Puckle: The behaviour of high resistances at high frequencies - W. E. a. E. W., 1935, XII, p. 303.

H. Strack: Untersuchungen über den Hochfrequenzwiderstand an Schichtwiderständen - F. T. M., 1937, p. 307.

di lavoro. È bene chiarire che quando comunemente si dice che la resistenza R_{cc} a corrente continua è divenuta R_f a radiofrequenza, si deve intendere precisamente che il valore di R_f è il reciproco di quello della conduttanza G_f del circuito equivalente del resistore. Le determinazioni sperimentali eseguite dai vari autori furono appunto intese alla valutazione di R_f, la quale costituisce pure l'oggetto del presente lavoro.

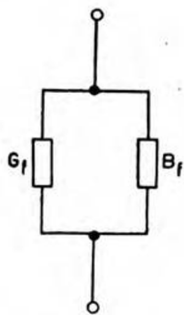


Fig. 2. — Circuito generico equivalente di un resistore.

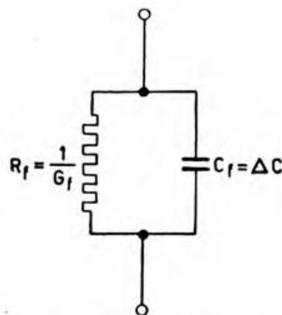


Fig. 3. — Circuito equivalente di un resistore per le radiofrequenze.

È possibile, utilizzando direttamente i diagrammi di R_f/R_{cc} in funzione di f, riportati nel presente articolo, risalire al valore di C_f, mediante l'ulteriore conoscenza della lunghezza del resistore in prova (3): si evitano in tal modo delicate e spesso incerte misure.

2. - Metodo di misura.

Il metodo Latmiral - Vecchiacchi (4) per la determinazione della resistenza dinamica dei circuiti oscillatori, apparve il più indicato per la serie di misure intrapresa, essendo necessario un procedimento di assai rapida attuazione, dato il notevole numero di determinazioni che si intendeva eseguire. In confronto con i metodi a risonanza, generalmente seguiti, nei quali bisogna accordare il circuito di misura sulla frequenza di eccitazione o viceversa, esso ha infatti il vantaggio di non richiedere operazioni di accordo.

Con questo metodo si impiega, come è noto, un oscillatore a dinatron con griglia di comando, al quale si applica una tensione anodica tale da farlo funzionare nel tratto della sua caratteristica a resistenza differenziale negativa e precisamente nel punto O cui corrisponde corrente

(3) P. Pontecorvo: L'influenza della capacità distribuita sul comportamento dei resistori alle alte frequenze - A. F., 1938, VII, p. 570 (in questo stesso fascicolo).

(4) G. Latmiral: Un metodo per la misura della resistenza equivalente dei circuiti oscillatori - A. F., 1936, V, p. 331.

anodica nulla; tale punto è praticamente comune a tutta la famiglia di caratteristiche ottenute assegnando successivamente diversi valori alla polarizzazione negativa di griglia — V_g.

Se si deriva fra catodo ed anodo del dinatron, posto in queste condizioni, un circuito antirisonante a radiofrequenza, del quale si vuole conoscere la resistenza dinamica R_d, e si chiama $|R_n|$ il valore assoluto della resistenza differenziale negativa $-R_n$ del dinatron nel punto O, quando sia:

$$R_d > |R_n|,$$

si generano oscillazioni di frequenza tale da annullare le componenti immaginarie dell'ammettenza complessiva del circuito esterno al tubo.

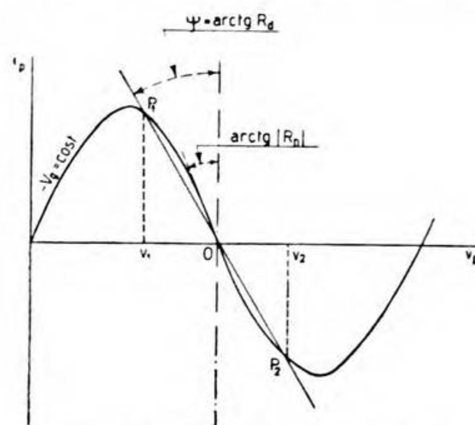


Fig. 4. — Caratteristica statica $i_p = f(v_p)$ di un dinatron, per $-V_g =$ cost.

L'ampiezza della tensione alternativa ai morsetti del circuito antirisonante (che si può apprezzare con un voltmetro elettronico) dipende dalla differenza $v_2 - v_1$ (fig. 4), dove v_2 e v_1 sono rispettivamente i valori delle ascisse dei punti P_2 e P_1, intersezioni della caratteristica statica del dinatron con la retta passante per O e che forma con l'asse delle ordinate un angolo $\psi = \text{arctg}\, R_d$.

Si lasci ora invariata la polarizzazione $-V_g$ della griglia di comando e si sostituisca, nel circuito anodico del dinatron, il risonatore a radiofrequenza con uno ad audiofrequenza, la cui resistenza dinamica sia variabile con continuità entro ampi limiti e sia preventivamente tarata a mezzo di un ponte a frequenza acustica. Si vari il valore della resistenza dinamica anzidetta in modo da riottenere, in regime oscillatorio, l'escursione $v_2 - v_1$ sull'ascissa della caratteristica statica del dinatron (questa condizione può verificarsi per mezzo del voltmetro elettronico predetto): la resistenza dinamica del circuito ad audiofrequenza coincide allora con quella del circuito a radiofrequenza.

In questo modo dunque si possono confrontare le resistenze dinamiche di due circuiti antirisonanti, indipendentemente dalle loro frequenze di risonanza.

Per la determinazione della resistenza $R_f = \frac{1}{G_f}$, si misura la resistenza dinamica R_d di un circuito qualunque, risonante alla frequenza a cui si vuole misurare la R_f, si inserisce indi la R_f in parallelo al circuito e se ne misura nuovamente la resistenza dinamica R_{dm}.

Da R_d e R_{dm} si risale a R_f. Per dimostrare come ciò sia possibile, è necessario svolgere alcune considerazioni.

Il circuito antirisonante a radiofrequenza predetto si può, nelle condizioni di antirisonanza, rappresentare con i due schemi di fig. 5 *a* e 5 *b*, per i quali valgono rigorosamente le relazioni:

$$R_d = \frac{L}{RC}$$

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{R}{L}\right)^2} = \sqrt{\frac{1}{L'C'}} ,$$

relative rispettivamente alla resistenza dinamica ed alla pulsazione di antirisonanza.

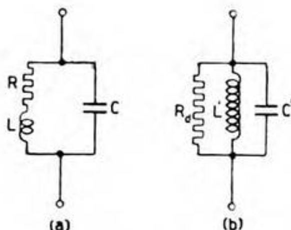


Fig. 5. — Schema del circuito antirisonante (*a*) e del suo circuito equivalente (*b*).

Il resistore in prova equivale, alle radiofrequenze, al circuito di fig. 3, che vien posto in parallelo al circuito di fig. 5 *a*.

Si supponga in un primo tempo di poter porre $C_f = \Delta C = 0$. Si ottiene il circuito equivalente di fig. 6, la cui ammettenza è data da:

$$Y = \frac{1}{R_d} + \frac{1}{R_f} + j\left(\omega C' - \frac{1}{\omega L'}\right).$$

Per il funzionamento caratteristico del dinatron, la pulsazione ω delle oscillazioni è tale che:

$$\omega C' - \frac{1}{\omega L'} = 0$$

e quindi:

$$Y = \frac{1}{R_d} + \frac{1}{R_f} ,$$

che è la conduttanza del circuito di fig. 6. Posto:

$$R_{dm} = \frac{1}{Y} ,$$

si ha:

[1] $$R_{dm} = \frac{R_d R_f}{R_d + R_f} ,$$

che si può misurare, come precedentemente esposto, a mezzo del risonatore ad audiofrequenza tarato. Poichè in [1] sono ormai noti R_d ed R_{dm} si ricava:

[2] $$R_f = \frac{R_d R_{dm}}{R_d - R_{dm}} .$$

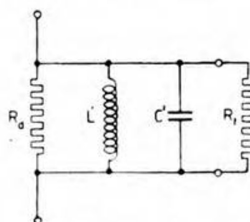


Fig. 6. — Schema equivalente del circuito antirisonante a radiofrequenza, in parallelo alla resistenza equivalente R_f del resistore.

Si perviene dunque al valore di R_f mediante due successivi confronti di circuiti antirisonanti alla stessa radiofrequenza, con un risonatore ad audiofrequenza a resistenza dinamica variabile e tarata.

3. - Influenza della capacità ΔC.

Quando non si possa o non si voglia trascurare la capacità $C_f = \Delta C$ che inevitabilmente si colloca in parallelo al risonatore all'atto della inserzione della resistenza incognita, bisogna osservare che la vera frequenza di lavoro della resistenza in prova non è più la:

[3] $$f = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{R}{L}\right)^2} = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{1}{L'C'}} ,$$

determinata dalle condizioni di risonanza del circuito di fig. 5 *a* o 5 *b*. Si pensi infatti di aggiungere in parallelo ad esso la sola capacità $C_f = \Delta C$ (ciò si può ottenere molto facilmente). Si ottengono così gli schemi di fig. 7 *a* e 7 *b*. Invero la capacità ΔC diminuisce la frequenza di risonanza che si aveva nel circuito originario di fig. 5 *a*: questa diminuzione fa sì che diminuisca pure il valore della resistenza R che diverrà la $R' = R - \Delta R$ del circuito di fig. 7 *a*. Conseguentemente il suo circuito equivalente (fig. 7 *b*) avrà dei valori R'_d, L'', C'' che saranno diversi dai corrispondenti R_d, L', C' di fig. 5 *b*. (Non è affatto necessario cono-

scere i valori L' e C' ed L'', C'' ma interessano invece i valori R_d ed R'_d: l'averli posti in evidenza serve però a precisare meglio la trattazione).

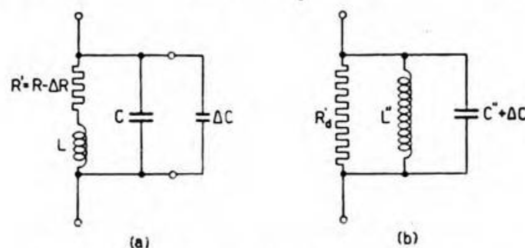


Fig. 7. — Modificazioni delle costanti elettriche, rispettivamente: *a*) del circuito di fig. 5 *a*; *b*) del circuito di fig. 5 *b*; quando in parallelo ad essi si ponga la sola capacità $C_f = \Delta C$ del resistore.

La frequenza di risonanza del circuito di fig. 7 *a* sarà:

[4] $$f' = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{1}{L\,(C + \Delta C)} - \left(\frac{R - \Delta R}{L}\right)^2}\ ;$$

la sua resistenza dinamica sarà:

[5] $$R'_d = \frac{L}{(R - \Delta R)\,(C + \Delta C)}\ .$$

Dalle [4] e [5] si vede che gli effetti di ΔC sulla resistenza dinamica e sulla frequenza di risonanza tendono dunque a compensarsi, almeno parzialmente, con quelli di ΔR.

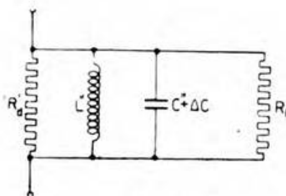


Fig. 8. — Schema equivalente del circuito antirisonante di fig. 5 *a* e del resistore in prova in parallelo fra loro.

Se ora si toglie dal circuito a radiofrequenza la capacità ΔC in parallelo e si colloca al suo posto il resistore in prova, si avrà il circuito equivalente di fig. 8.

Con le modalità già descritte si potrà misurare la R'_d (formula [5]) e la:

[6] $$R'_{dm} = \frac{R'_d\,R_f}{R'_d + R_f}\ ,$$

cosicchè si otterrà:

[7] $$R_f = \frac{R'_d\,R'_{dm}}{R'_d - R'_{dm}}\ .$$

La resistenza dinamica mista R'_{dm} è dunque quella che effettivamente si misura quando, in parallelo al circuito antirisonante a radiofrequenza, vi è la resistenza incognita.

Per $\Delta C \ll C$ risulta pure $\Delta R \ll R$, si ha praticamente l'eguaglianza $R'_d = R_d$ e le [6] e [7] coincidono rispettivamente con le [1] e [2].

Qualora nel procedimento di misura non si tenga conto della correzione di capacità ΔC, invece di misurare la R'_d si misura la R_d e la formula [7] si trasforma allora nella:

[8] $$R'_f = \frac{R_d \, R'_{dm}}{R_d - R'_{dm}},$$

affetta evidentemente da un errore.

Si sono effettuate misure preliminari di confronto con i due metodi. Si è riscontrata la convenienza di tenere conto della influenza di ΔC solamente alla più elevata frequenza di lavoro da noi impiegata (7,5 MHz). Le differenze massime riscontrate, che si hanno in corrispondenza dei più elevati valori nominali di resistenza a tensione continua dei resistori esperimentati (2 MΩ), si aggirano intorno al 5 ÷ 6%. Già per 1 MΩ, a 7,5 MHz, la correzione è dell'ordine dell'1 ÷ 2%.

Qualora si voglia tenere sistematicamente conto, in tutte le misure, della influenza di ΔC, si può procedere nel seguente modo:

1) si inserisce il resistore in prova, si misura la resistenza dinamica complessiva R'_{dm} e si accorda sulla frequenza generata un ondametro eterodina, facendo battimento zero;

2) si toglie il resistore di prova e si inserisce in parallelo al circuito un piccolissimo condensatore regolabile senza perdite (nel caso nostro costituito da un'asticina terminata da una paletta orientabile applicata ad uno dei due pozzetti di mercurio), in modo da riannullare il fischio al telefono d'uscita dell'ondametro;

3) essendosi ripristinata la frequenza si può quindi misurare la resistenza dinamica R'_d.

4. - Altre cause di errore.

Fino ad ora non si è tenuto conto che fra anodo e catodo del dinatron esiste una capacità C_{ak} e che nello zoccolo (che può peraltro essere rimosso, come lo fu nell'apparecchiatura qui impiegata) e nel bulbo di vetro del tubo hanno luogo delle perdite dielettriche variabili con la frequenza e rappresentabili con una resistenza R_{diel} derivata fra catodo ed anodo. A titolo di esempio, per il tubo R.E.N.S. 1214 (5) la R_{diel} relativa al bulbo assume i seguenti valori:

per $f = 1$ MHz $\quad R_{\text{diel}} = 5$ MΩ
per $f = 7$ MHz $\quad R_{\text{diel}} = 0{,}4$ MΩ.

(5) E. Viti: Limiti di applicabilità del dinatron come mezzo di misura a frequenze elevate - A. F., 1938, VII, p. 536 (in questo stesso fascicolo).

Per le basse frequenze, relative al circuito ad audiofrequenza, è $C_{ak} \ll C$ ed R_{diel} elevatissima: entrambe queste grandezze si possono perciò trascurare. Esse non sono più trascurabili invece alle radiofrequenze, tuttavia la loro influenza non turba affatto l'esattezza delle misure. Il circuito completo, a radiofrequenza, può essere rappresentato come in fig. 9.

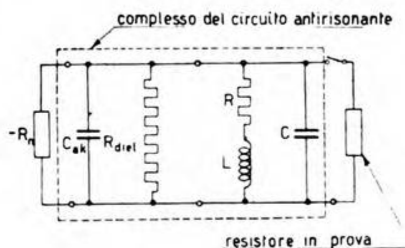


Fig. 9. — Schema elettrico complessivo del dinatron, del circuito antirisonante a radiofrequenza e del resistore in prova in parallelo fra loro.

Il circuito *reale* antirisonante a radiofrequenza, sarà costituito dall'insieme di quello effettivamente inserito ai morsetti del dinatron e definito dalle costanti R, L, C, e di quello definito da C_{ak} ed R_{diel}, implicitamente collegato in parallelo al primo.

Se con R_d si indica ora la resistenza dinamica di questo complesso, si possono ripetere, pari pari, i ragionamenti svolti precedentemente.

Bisogna ancora osservare che, a partire da frequenze dell'ordine dei megahertz, non si possono più trascurare le induttanze e le mutue induttanze delle connessioni degli elettrodi del tubo. Esse, in unione alle capacità interelettrodiche, dànno luogo ad un complesso fenomeno di reazione tra i diversi elettrodi e si potrebbe pensare ciò portasse ad una modificazione dell'ampiezza della tensione oscillante; tali induttanze equivalgono inoltre, secondo i calcoli dello Strutt [6], ad una impedenza derivata fra anodo e catodo, generalmente variabile al variare della polarizzazione di griglia. Nel procedimento usato in questo lavoro, questa variazione di polarizzazione avviene proprio allorchè, al circuito antirisonante a radiofrequenza, si pone in parallelo la resistenza incognita: per riottenere infatti l'innesco delle oscillazioni occorre diminuire il valore assoluto della polarizzazione negativa della griglia di comando del dinatron.

Lo studio già citato del Viti è stato eseguito in questo stesso laboratorio allo scopo di constatare i limiti di applicabilità del metodo di Latmiral, in vista del presente lavoro: Viti dimostra che, scegliendo come punto di riposo rispetto al regime oscillatorio quello di corrente anodica

[6] M. J. O. STRUTT u. A. VAN DER ZIEL: Die Ursachen für di Zunahme der Admittanzen moderner Hochfrequenzverstärkerröhren im Kurzwellengebiet - E. N. T., 1937, XIV, p. 281.

nulla, e lavorando in tale regime con ampiezze di tensioni anodiche dell'ordine di qualche volt (2 ÷ 6 V), fino a frequenze inferiori alla metà della frequenza di risonanza di ciascuno dei circuiti formati dalle capacità interelettrodiche e dalle induttanze di collegamento dei rispettivi elettrodi, la reazione non varia l'ampiezza della fondamentale di tensione, ma porta solo un contributo di seconda armonica del tutto trascurabile. La variazione della polarizzazione della griglia di comando, quando sia soddisfatta, per il punto di riposo, la condizione sopra accennata, non fa variare l'impedenza di uscita del tubo.

Il lavorare con ampiezze di tensioni anodiche dell'ordine di poche unità (2 ÷ 6 V) permette altresì [7] di rendere inapprezzabile l'influenza delle armoniche (dovute alla non linearità della caratteristica statica del dinatron nella zona di lavoro) sull'ampiezza delle oscillazioni rivelate dal voltmetro, non solo nei circuiti a radiofrequenza, ma anche in quello ad audiofrequenza.

5. - Apparecchiatura sperimentale.

In fig. 10 appare lo schema dell'apparecchiatura impiegata. Il tubo Philips E 444 che costituisce il dinatron fu preventivamente privato dello zoccolo, onde eliminare le considerevoli perdite dielettriche; per il voltmetro elettronico a triodo, funzionante per curvatura di placca, fu usato il tubo a ghianda R.C.A. 954, nel quale la griglia soppressore e quella schermo furono collegate alla placca.

Nell'attuazione del dispositivo, le connessioni segnate nello schema con tratto più greve furono tenute cortissime affinchè, nel circuito a radiofrequenza, non apparissero induttanze di valore non trascurabile, in serie al circuito antirisonante; in particolare, la connessione placca del dinatron-griglia di comando del voltmetro, ha lunghezza praticamente nulla, poichè la griglia suddetta fu fissata direttamente sulla placca del dinatron, che si trova in testa al tubo e che serve così da sostegno alla 954, ed evita per questa l'uso di qualsiasi piastrina di sostegno, e le conseguenti perdite dielettriche.

Il resistore in prova viene collocato in parallelo al circuito antirisonante, immergendone gli estremi in due sottili pozzetti di mercurio la cui piccolissima capacità per altro non disturba, essendo costantemente collegata in circuito.

Nella esecuzione delle misure fu sempre possibile controllare, a mezzo del milliamperometro a zero centrale del circuito anodico del dinatron, che il punto di riposo, corrispondesse a corrente anodica nulla.

Si ebbe altresì cura di verificare che l'ampiezza delle tensioni alternative in regime oscillatorio fossero inferiori a 4 V e che in corrispondenza fosse nulla la corrente di griglia del voltmetro elettronico.

---

[7] Loc. cit. nota [4].

Le misure furono eseguite per un numero discreto di valori di frequenze comprese nella gamma fra 0,5 e 7,5 MHz; a ciascuna frequenza corrisponde un particolare circuito antirisonante il quale, eccetto che per i 0,5 MHz, è costituito da una semplice bobina in parallelo alla capacità C_{ak} del dinatron.

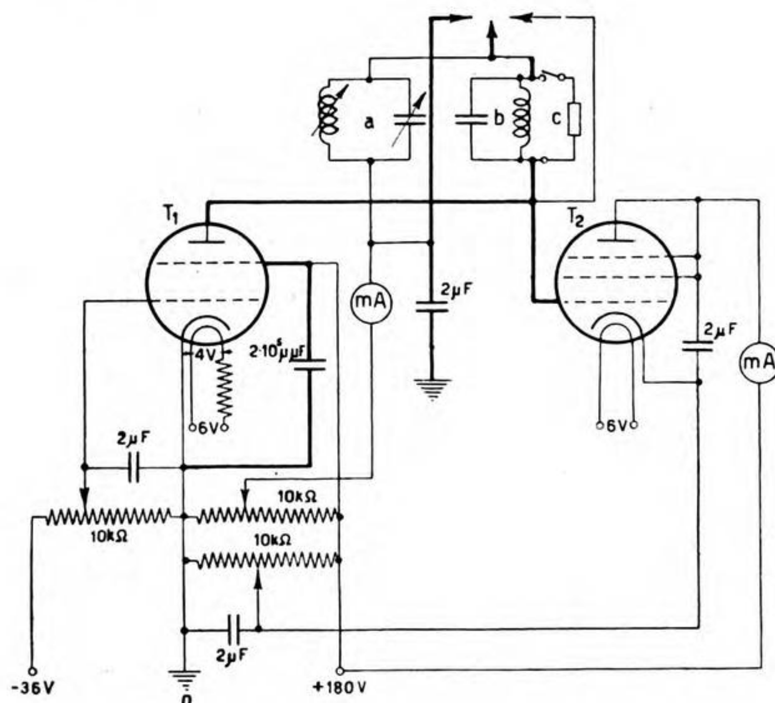


Fig. 10. — Schema elettrico del dispositivo di misura delle resistenze a radiofrequenza:
T_1 tetrodo Philips E 444 (dinatron);
T_2 pentodo R. C. A. 954 (voltmetro);
a circuito antirisonante ad audiofrequenza tarato;
b circuito antirisonante a radiofrequenza;
c resistore in prova.

Al di sopra dei 7,5 MHz occorre studiare bobine in modo da ottenere resistenze dinamiche sufficientemente elevate, tuttavia questa frequenza limite superiore si è ritenuta sufficiente anche per gli impieghi che le resistenze in istudio possono avere nell'àmbito della televisione. Misure a frequenze più elevate presenterebbero interesse sopra tutto per chiarire ulteriormente le cause della diminuzione della resistenza R_f equivalente, o per resistori da usare per scopi di misure, ma è allora preferi-

bile usare metodi di misura più precisi e non è il caso di eseguire prove su così gran numero di esemplari.

6. - Precisione delle misure.

Distinguiamo gli errori derivanti dalla taratura a bassa frequenza da quelli derivanti da cause accidentali (errori di lettura, gioco nei quadranti, e così via).

L'errore della taratura a bassa frequenza del risonatore di riferimento, eseguita con metodo di ponte, è inferiore al 0,3 %.

La formula risolvente che dà la resistenza incognita è:

$$R_f = \frac{R_d \, R_{dm}}{R_d - R_{dm}},$$

oppure una delle analoghe [7] od [8].

L'errore relativo che ne consegue risulta:

$$e = \frac{\Delta R_f}{R_f} = \frac{1}{R_f}\left(\frac{\partial R_f}{\partial R_{dm}} \Delta R_{dm} + \frac{\partial R_f}{\partial R_d} \Delta R_d\right),$$

cioè:

$$[9] \qquad e = \frac{\Delta R_f}{R_f} = \frac{R_d}{R_d - R_{dm}} \frac{\Delta R_{dm}}{R_{dm}} - \frac{R_{dm}}{R_d - R_{dm}} \frac{\Delta R_d}{R_d}.$$

Il limite superiore dell'errore relativo è dato dalla somma dei valori assoluti dei due termini.

Poichè $\frac{\Delta R_{dm}}{R_{dm}}$ e $\frac{\Delta R_d}{R_d}$ della [9] sono gli errori relativi commessi nella misura di R_{dm} e di R_d, ammettendo che essi, trasformati in errori percentuali, siano eguali al 0,3 %, si ottiene il limite superiore dell'errore percentuale:

$$[10] \qquad e\,\%_{max} = \frac{\Delta R_f}{R_f}\, 100 = 0{,}3\, \frac{R_d + R_{dm}}{R_d - R_{dm}}.$$

Tale limite superiore dell'errore derivante dalla taratura a bassa frequenza risulta inoltre variabile con la frequenza, poichè le resistenze dinamiche dei vari circuiti antirisonanti a radiofrequenza hanno valori fra loro diversi, e precisamente decrescenti all'aumentare della frequenza di risonanza; d'altra parte il valore R_{dm} varia anch'esso con la frequenza poichè R_f, da cui R_{dm} dipende, diminuisce all'aumentare di f.

Per le resistenze di 2 MΩ questo limite superiore è risultato compreso nell'intervallo dal 4 all'8%, per quelle da 1 MΩ esso è dell'ordine del 2,5 ÷ 4 %, per quelle di 0,5 MΩ varia dall'1,5 al 2,5 %, per quelle di 0,1 MΩ è dell'ordine del 0,6 ÷ 1 %.

Per le resistenze di valore nominale relativamente basso (0,5; 0,2; 0,1; 0,05 MΩ) gli errori accidentali non hanno praticamente alcuna

influenza, poichè R_d ed R_{dm} sono molto diversi fra di loro. Bisogna invece tenerne conto nelle misure di resistenze di elevato valore ohmico. Si deve a tale scopo ricordare che, nel misurare le elevate resistenze, si sono sempre fatte molteplici determinazioni, assumendo come valore finale la media dei valori trovati; e poichè tutte le misure relative ad una singola resistenza sono affette dallo stesso errore sistematico derivante dalla taratura del risonatore, è possibile rendersi conto degli errori accidentali.

Riportiamo, ad esempio, i risultati delle misure, effettuate alla frequenza di 7,5 MHz, su un resistore da 2 MΩ del tipo da 2 W, fornito dalla ditta I, di cui si dirà in seguito. Si sono eseguite 7 misure il cui valore medio è di 655 kΩ; l'errore mediano di ogni determinazione è di 10,6 kΩ pari all'1,67 %, ciò corrisponde ad un errore mediano della media delle 7 misure di $\frac{10{,}6}{\sqrt{7}}$ kΩ = 4 kΩ, pari a 0,61%.

Per lo stesso resistore, alla frequenza di 1,4 MHz si trova, con 6 misure, un errore mediano di ogni singola misura del 2,25 % ed un errore mediano della media delle 6 misure del 0,92 %.

Si può concludere che gli errori accidentali non sono superiori all'1 %, errore da aggiungere, nel caso delle resistenze elevate, a quelli sistematici. Per queste elevate resistenze, vi è tuttavia una grande probabilità che gli errori sistematici siano, nella realtà, di molto inferiori al limite massimo calcolato precedentemente, perchè avendo in tal caso R_d e R_{dm} valore quasi uguale, è molto probabile che gli errori relativi $\frac{\Delta R_{dm}}{R_{dm}}$ e $\frac{\Delta R_d}{R_d}$, che compaiono nella [9], abbiano lo stesso segno e grandezza quasi eguale: in tal caso i due termini al secondo membro della [9] si sottraggono, anzichè sommarsi.

Sono state eseguite misure di controllo, con metodo a risonanza, per confronto con resistenze in serie. Alla frequenza di 3 MHz si sono ottenuti, per vari esemplari, i seguenti risultati:

Resistenze		Metodo del dinatron R_f/R_{cc}	Metodo a risonanza R_f/R_{cc}	Scarti rispetto al metodo a risonanza
50 kΩ	Es. 1	1	1	—
50 kΩ	» 2	1	1	—
100 kΩ	» 1	0,985	0,975	+ 1 %
100 kΩ	» 2	0,99	0,985	+ 0,5 %
500 kΩ	» 1	0,89	0,915	— 2,7 %
500 kΩ	» 2	0,63	0,655	— 3,8 %
1 MΩ	» 1	0,78	0,81	— 3,7 %
1 MΩ	» 2	0,735	0,72	+ 2 %

$\frac{R_f}{R_{cc}}$

Resistori della ditta I

Resistori della ditta II

Resistori della ditta III

3watt — 1; 0,9; 0,8; 0,7; 0,6; 0,5

Ditta I: 50 kΩ, 100 kΩ, 200 kΩ, 500 kΩ, 750 kΩ, 1 MΩ, 2 MΩ

Ditta II: 50 kΩ, 100 kΩ, 200 kΩ, 500 kΩ, 750 kΩ, 1000 kΩ, 2000 kΩ

Ditta III: 100 kΩ, 50 kΩ Es.2, 50 kΩ Es.1, 500 kΩ, 1 MΩ

2watt — 1; 0,9; 0,8; 0,7; 0,6; 0,5; 0,4; 0,3; 0,2

Ditta I: 50 kΩ, 100 kΩ, 200 kΩ, 500 kΩ, 750 kΩ, 1 MΩ, 2 MΩ

Ditta II: 50 kΩ, 100 kΩ, 200 kΩ, 500 kΩ, 750 kΩ, 1 MΩ, 2 MΩ

Ditta III: 50 kΩ, 100 kΩ, 200 kΩ, 500 kΩ, 1 MΩ, 2 MΩ

1watt — 1; 0,9; 0,8; 0,7; 0,6; 0,5; 0,4

Ditta I: 50 kΩ, 100 kΩ, 200 kΩ, 500 kΩ, 750 kΩ, 1 MΩ

Ditta II: 50 kΩ, 100 kΩ, 200 kΩ, 500 kΩ, 750 kΩ, 1 MΩ, 2 MΩ

Ditta III: 50 kΩ, 100 kΩ, 200 kΩ, 500 kΩ Es.2, 1 MΩ, 500 kΩ Es.1, 2 MΩ

0 0,5 0,7 0,9 1 2 3 5 7 8 f (MHz)

0,5 0,7 0,9 1 2 3 5 7 8 f (MHz)

0,5 0,7 0,9 1 2 3 5 7 8 f (MHz)



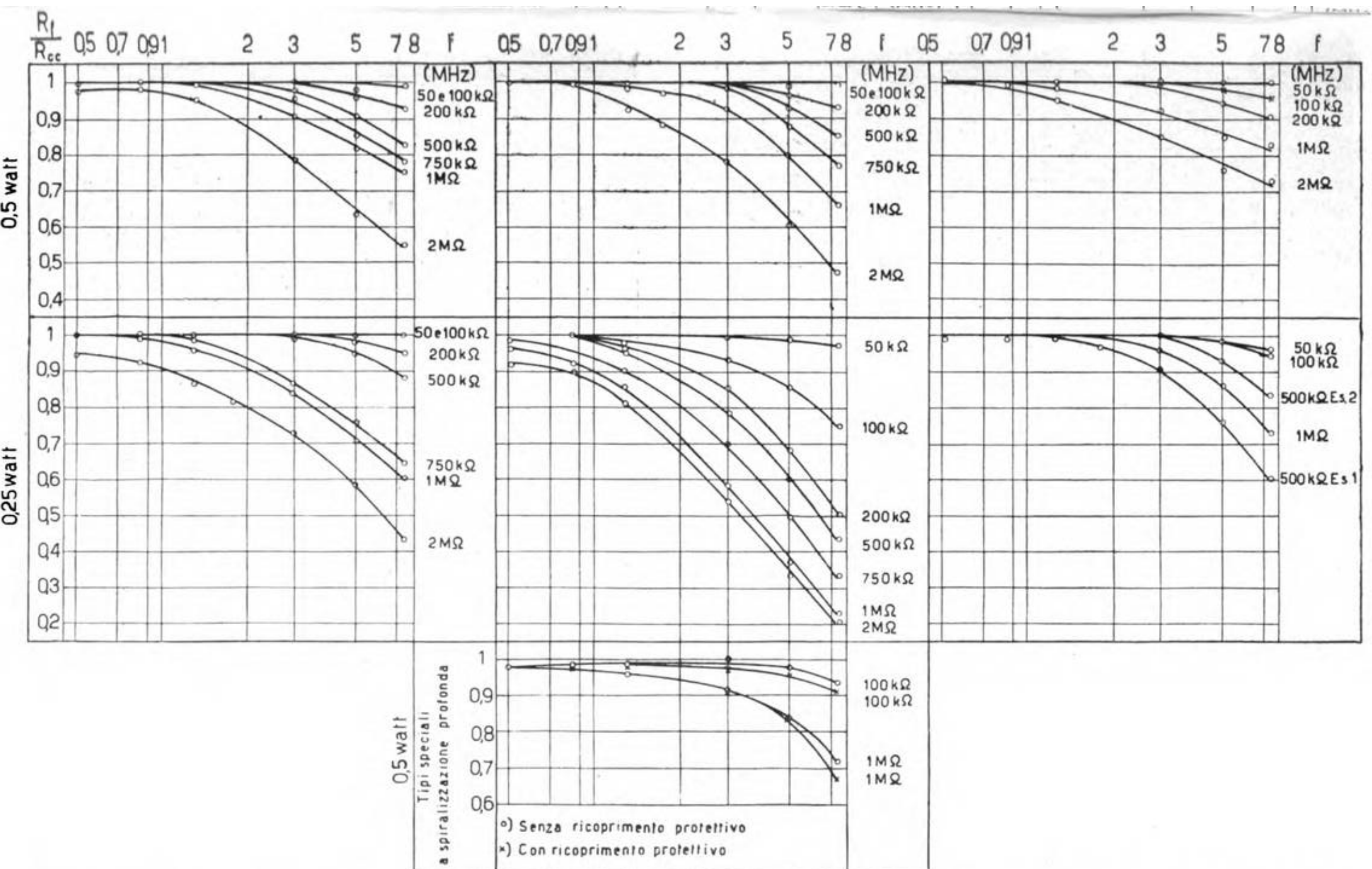


Fig. 11. — Diagrammi del rapporto della resistenza R_f a radiofrequenza alla resistenza R_{cc} a corrente continua in funzione della frequenza f, per resistori di fabbricazione italiana.

Alla frequenza di 7,5 MHz si sono avuti i seguenti risultati:

Resistenze	Metodo del dinatron R_f/R_{cc}	Metodo a risonanza R_f/R_{cc}	Scarti rispetto al metodo a risonanza
2 MΩ Es. 1	0,48	0,496	+ 3,2 %
2 MΩ » 2	0,865	0,805	+ 7,5 %
1 MΩ » 1	0,435	0,517	— 16 %
1 MΩ » 2	0,91	0,904	+ 0,44 %
1 MΩ » 3	0,67	0,656	+ 2,14 %

Se si esclude la terz'ultima misura, che risulta irregolare anche dall'andamento dei grafici, si vede che la concordanza è più che soddisfacente.

7. - Risultati delle misure.

I resistori di fabbricazione nazionale esperimentati appartengono a tre ditte contrassegnate con ditta I, ditta II, ditta III ([8]); sono di fabbricazione di serie e vengono correntemente impiegati nella costruzione di apparecchi radioriceventi.

I valori nominali, in corrente continua, delle resistenze provate sono compresi fra 50 kΩ e 2 MΩ: per valori maggiori non si ha più, nella misura, una esattezza sufficiente, e per valori minori, la resistenza dinamica del circuito risultante dalla resistenza in parallelo col circuito antirisonante, risulta minore del valore assoluto di $-R_n$, e le oscillazioni non si innescano più.

Per ognuno dei valori di resistenza nominale considerati le prove si sono eseguite per i cinque tipi da 3, 2, 1, 0,5, 0,25 W di potenza dissipabile.

I risultati sono riuniti nella tabella di fig. 11 nella quale in ascisse sono segnate le frequenze ed in ordinate i rapporti R_f/R_{cc} tra resistenze a radiofrequenza ed a corrente continua.

Si osserva che l'andamento generale di R_f/R_{cc} è naturalmente quello di diminuire all'aumentare della frequenza, ed a pari frequenza, di diminuire in generale all'aumentare del valore nominale della resistenza in corrente continua ([9]).

Da un esame dell'insieme delle curve, appare che i resistori dei tipi da 2, 1, 0,25 W della ditta II, hanno rapporti R_f/R_{cc} che diminuiscono, al crescere della frequenza, in misura assai maggiore di quelli corrispondenti delle ditte I e III, mentre quelli dei resistori del tipo da 3 W sono

([8]) Le tre notazioni: ditta I, ditta II, ditta III, corrispondono a tre ditte nazionali, le quali, come pure la Siemens italiana, fornirono gratuitamente per queste prove i resistori di fabbricazione propria, e si ringraziano pertanto per la collaborazione prestata.

([9]) Non si è creduto necessario riportare i valori assoluti di R_f e di R_{cc}: quello che interessa, per le attuali considerazioni, è il loro rapporto. I diagrammi riportati si riferiscono solamente alla metà delle resistenze effettivamente sottoposte a misura: per ogni tipo si sono provati infatti due esemplari, che in generale diedero risultati coerenti fra loro.

all'incirca eguali a quelli corrispondenti della ditta I e più elevati di quelli della ditta III. Questa, per i resistori del tipo da 0,5 W, ha i rapporti R_f/R_{cc} generalmente più elevati dei corrispondenti delle ditte I e II. Nei tipi da 0,25 W della ditta III vi sono due esemplari da 500 kΩ che hanno un andamento assai diverso tra loro: l'esemplare 1 deve ritenersi anomalo, quantunque apparentemente non presenti alcuna differenza costruttiva rispetto all'altro, poichè il suo diagramma è tutto al di sotto di quello della resistenza da 1 MΩ. La stessa osservazione si deve fare per il resistore da 500 kΩ, 1 W, esemplare 1, e per quelli da 50 kΩ, 3 W della stessa ditta III.

Della ditta I non si sono tracciati i diagrammi relativi ai resistori da 2 MΩ, 1 W, poichè la resistenza misurata in corrente continua era, per i due esemplari ricevuti, di 3,29 e 3,3 MΩ rispettivamente; si trattava evidentemente di un errore nella segnatura delle resistenze stesse.

Della ditta III non figurano alcuni diagrammi di resistenze rispetto a quelle delle ditte I e II, poichè mancavano i relativi esemplari nella raccolta inviata dalla ditta stessa.

Concludendo si osserva che il comportamento dei resistori delle tre ditte, nel campo delle radiofrequenze, dipende in modo accentuato dalla potenza dissipabile, cioè dalle dimensioni geometriche del resistore.

Sembra potersi pertanto affermare che, dal punto di vista costruttivo, i resistori presentati dalle tre ditte possano considerarsi equivalenti. Se si tengono presenti le considerazioni sulla capacità C_f dei resistori (10), la differenza del comportamento dei vari tipi esaminati si può ritenere dipendente essenzialmente dalla scelta delle dimensioni geometriche dei resistori stessi.

La ditta II, allo scopo di permettere di determinare se la profondità della spiralizzazione abbia qualche influenza sul comportamento dei resistori, costruì degli esemplari con spiralizzazione più profonda della normale con e senza rivestimento protettivo.

Le misure eseguite su esemplari da 0,5 W dànno, per il tipo da 100 kΩ, una diminuzione di resistenza, rispetto al tipo normale, di circa il 10 % a 7,5 MHz, mentre per l'esemplare da 1 MΩ forniscono risultati praticamente eguali a quelli della serie normale.

Poichè il rivestimento protettivo dei resistori equivale ad una resistenza in parallelo a quella principale, si osserva una diminuzione del valore delle ordinate nel tipo con rivestimento rispetto a quello senza, tanto maggiore quanto più elevata è la frequenza. Questa constatazione si accorda con quella di H. Strack (11) e conferma che un buon rivestimento protettivo, avente minime perdite ad alta frequenza e piccolo valore della costante dielettrica, produce delle diminuzioni del rapporto R_f/R_{cc} che sono dell'ordine della precisione delle misure. Si deve tuttavia dichiarare che tale risultato, del tutto logico, è stato necessariamente

(10) Loc. cit. nota (3).
(11) Loc. cit. nota (2).

ottenuto esperimentando su due provini distinti, poichè non era evidentemente possibile togliere il rivestimento protettivo al resistore che ne era munito: potrebbe darsi che la differenza riscontrata fosse imputabile ad altre cause: solamente numerose prove su resistori, con e senza rivestimento protettivo, potrebbero confermare l'affermazione precedente.

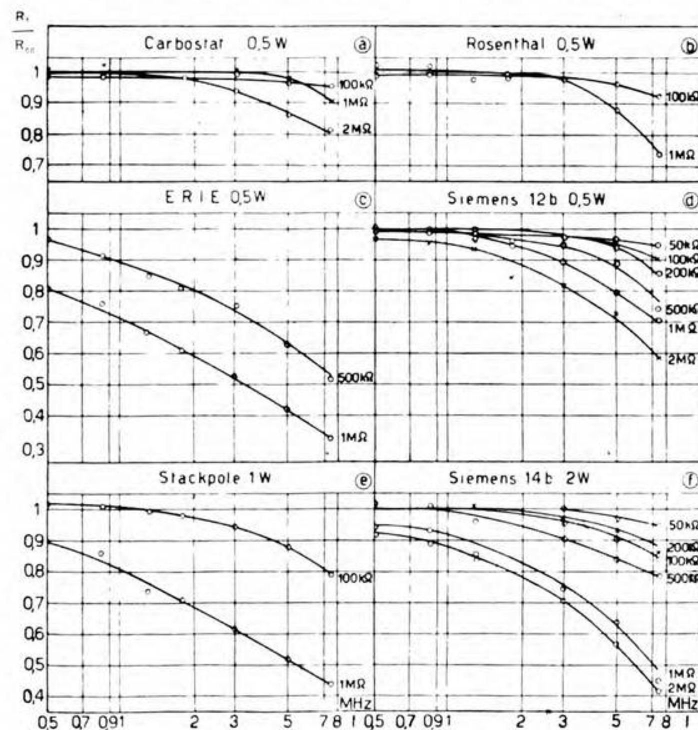


Fig. 12. — Diagrammi del rapporto della resistenza R_f a radiofrequenza alla resistenza R_{cc} a corrente continua in funzione della frequenza f, per resistori di fabbricazione estera.

Si sono eseguite infine misure su resistori di fabbricazione estera.

In fig. 12 *d* e 12 *f* si trovano i risultati per i resistori Siemens del tipo 12 b da 0,5 W e del tipo 14 b da 2 W, che sono anch'essi a spiralizzazione. Nel tipo 14 b da 2 W, il diagramma della resistenza da 100 kΩ è pure tutto al di sotto di quello della resistenza da 200 kΩ. L'andamento di questi diagrammi non è sostanzialmente diverso da quello delle resistenze di fabbricazione nazionale.

In fig. 12 *c* si vede il comportamento dei resistori americani E.R.I.E. da 500 kΩ e da 1 MΩ (potenza dissipabile 0,5 W). Essi sono del tipo ad impasto (si tratta probabilmente di una miscela di carbone, di sabbia

finissima e di materiale di collegamento) e protetti da un tubetto ceramico colorato. I diagrammi sono fortemente inclinati verso il basso, i rapporti R_f/R_{cc} sono assai piccoli, ed è notevole che il tipo da 2 MΩ abbia già $R_f/R_{cc} = 0{,}8$ a soli 0,5 MHz di frequenza.

Anche i resistori Stackpole (fig. 12 *e*) da 1 W di potenza dissipabile, di fabbricazione americana e del tipo normale ad impasto senza protezione, hanno un andamento simile a quelli E.R.I.E.

I resistori Rosenthal da 0,5 W (fig. 12 *b*) di fabbricazione germanica, del tipo a grafite colloidale non cristallizzata, a spiralizzazione, hanno diagrammi regolari.

Interessanti sono i risultati ottenuti per i resistori Carbostat da 0,5 W, costituiti da un filo di vetro superficialmente metallizzato e protetto da un tubetto di porcellana esterno (fig. 12 *a*), dei quali i tipi da 1 MΩ e da 2 MΩ hanno le ordinate dei rispettivi diagrammi di valore notevolmente superiore a quelle di tutti gli altri tipi.

8. - Conclusione.

Le numerose misure di resistenza a radiofrequenza eseguite utilizzando il metodo Latmiral-Vecchiacchi, hanno permesso di constatare che esso è particolarmente idoneo a questo scopo per la sua rapidità, quando si adottino gli accorgimenti menzionati nel corso della presente nota.

I diagrammi presentati sono atti a fornire un criterio sulla scelta dei resistori quando essi debbano usarsi a radiofrequenza, e suggeriscono la necessità di ricorrere a tarature dei singoli esemplari quando occorra impiegarli per scopi di notevole precisione.

Potrebbe riuscire utile eseguire prove di « regolarità » su numerosi esemplari scelti a caso nella produzione di serie di ciascuna ditta, per stabilire dei grafici medi di impiego di detti resistori a radiofrequenza, e verificare il comportamento di essi in funzione della temperatura e del grado di umidità del mezzo ambiente in cui essi si trovano.

All'ingegnere P. Pontecorvo, che ha proposto questo lavoro, lo scrivente è assai grato per i suggerimenti avuti nel corso della sua attuazione.

Torino, luglio 1938-XVI.

Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris.

L'INFLUENZA DELLA CAPACITÀ DISTRIBUITA SUL COMPORTAMENTO DEI RESISTORI ALLE ALTE FREQUENZE

PAOLO PONTECORVO

Si richiama la teoria di Howe che spiega l'aumento della componente ohmica dell'ammettenza dei resistori di alto valore ohmico al crescere della frequenza come conseguenza dell'esistenza di una capacità distribuita. Si mostra come, con semplici artifici grafici, si possa risalire dalla misura della componente ohmica dell'ammettenza a varie frequenze alla capacità distribuita del resistore e ad una verifica sperimentale delle formule di Howe. Si esamina quindi il comportamento di una serie di resistori in relazione alle ipotesi fatte.

1. - Introduzione.

È stato sperimentalmente dimostrato da Boella (1), che i resistori di alto valore ohmico esistenti comunemente in commercio e noti talvolta sotto i nomi, più o meno propri, di « resistenze chimiche », « resistenze colloidali » e così via, al crescere della frequenza presentano un aumento della componente ohmica della ammettenza. Il Boella stesso ha dato una spiegazione del fenomeno, in seguito chiamato « effetto Boella », dando uno schema equivalente che tiene conto dei vari elementi, resistivi e capacitivi da cui dipende il comportamento del resistore. Tale schema è ora forse sorpassato, essendo nel frattempo mutato il tipo di costruzione dei resistori.

Howe ha affrontata la questione (2) con il ben noto procedimento da lui stesso applicato al calcolo approssimato della capacità delle antenne. Egli considera un resistore costituito da un cilindretto di lunghezza $2l$ e diametro d. Applicando una tensione ai suoi estremi, essa si distribuisce linearmente tra questi; in ogni elemento del resistore si localizza una

(1) M. BOELLA: Sul comportamento alle alte frequenze di alcuni tipi di resistenze elevate in uso nei radiocircuiti - A. F., 1934, III, p. 132.

(2) G. W. O. H.: The Behaviour of High Resistances at High Frequencies - W. E. a. E. W., 1935, XII, p. 291.

certa carica. La distribuzione della carica è di calcolo pressochè ineffettuabile e comunque funzione non lineare della distanza dal centro.

Quanto esposto porta alla rappresentazione della figura 1 la quale sta a significare che, per effetto delle cariche localizzate lungo il resistore, si ha una distribuzione di linee di campo elettrico, tra i vari elementi simmetrici rispetto al centro, quale si avrebbe se questi elementi avessero capacità C', C'', C''', non eguali tra loro.

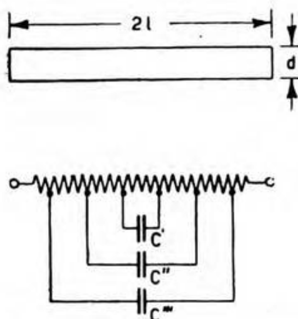


Fig. 1. — Distribuzione delle capacità tra i vari elementi resistivi.

Howe ammette che la carica su ogni elemento sia proporzionale alla distanza dell'elemento stesso dal centro del resistore. Da questa ipotesi semplificativa si deduce un andamento della tensione tra i due estremi che non è più lineare, e che può essere calcolato senza nessuna difficoltà.

Anche con tale semplificazione i risultati sono tuttavia troppo complicati perchè la capacità per unità di lunghezza non è costante. Howe introduce una seconda approssimazione assumendo, come andamento della tensione, la retta di compenso del diagramma calcolato per punti. In tal modo giunge a una rappresentazione approssimata in cui sia la carica, sia il potenziale di ogni elemento hanno andamento proporzionale alla distanza dal centro.

Ne risulta che la capacità per unità di lunghezza, tra due elementi equidistanti dal centro, si può ritenere costante: essa dipende esclusivamente dal rapporto $\frac{2l}{d}$ e può essere calcolata in funzione di questo rapporto.

Per ottenere risultati di pratica applicabilità, il resistore può essere ora rappresentato (fig. 2) come una linea in corto circuito di lunghezza l, avente per unità di lunghezza, resistenza in serie $\frac{R_{cc}}{l}$, distribuita tra andata e ritorno, e capacità C, calcolata nel modo approssimato cui si è accennato. L'impedenza di entrata di questa linea è:

$$Z = Z_0 \operatorname{tgh} \alpha l$$

in cui:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R_{cc}}{l}\, j\,\omega\, C} \qquad \text{e} \qquad \alpha = j\sqrt{\frac{R_{cc}}{l}\,\omega\, C}\ .$$

Svolgendo i calcoli, Howe pone $\frac{1}{Z}$ sotto la forma $\frac{1}{Z} = \frac{1}{R_f} + j\,\omega\, C_f$, ciò che permette di rappresentare il resistore con lo schema equivalente della figura 3, in cui sia R_f, sia C_f devono intendersi variabili con la frequenza; egli mette in evidenza i seguenti fatti:

1) Il rapporto $\frac{R_f}{R_{cc}}$ non dipende singolarmente dal valore nominale R_{cc}, dalla frequenza, o dalla capacità totale $l\,C = C_d$ supposta uniformemente distribuita, ma dipende globalmente dal loro prodotto:

$$f \cdot C_d \cdot R_{cc}\ .$$

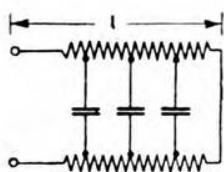


Fig. 2. — Il resistore considerato come linea in corto circuito.

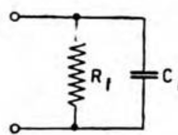


Fig. 3. — Elementi componenti l'ammettenza equivalente del resistore.

Assumendo il parametro $f \cdot C_d \cdot R_{cc}$ come ascissa, si può calcolare l'andamento di $\frac{R_f}{R_{cc}}$, ottenendo una curva universale (fig. 4) valida per qualsiasi resistore del tipo in esame.

2) La capacità equivalente C_f, che deriva dalla esistenza della capacità distribuita $l\,C = C_d$, decresce con la frequenza. Per frequenze sufficientemente basse essa acquista un valore costante C_{f0} numericamente uguale a $\frac{1}{3}\,l\,C = \frac{C_d}{3}$.

2. - Verifiche sperimentali della teoria di Howe.

La teoria di Howe si presenta molto attraente in quanto porta a risultati compendiabili in formule semplici o, ancora meglio, in grafici di tipo universale: infatti dato un resistore di resistenza R_{cc} per corrente continua e di capacità C_d, la sua resistenza a frequenza f è tale che: $\frac{R_f}{R_{cc}} = \varphi\,(f \cdot R_{cc} \cdot C_d)$ dove la funzione φ è rappresentata dal grafico della figura 4. Ciò è tuttavia ottenuto con ipotesi semplificative tali da

richiedere una verifica sperimentale accurata. Howe stesso la ha tentata, cercando di utilizzare i dati di precedenti sperimentatori, senza tuttavia ottenere risultati soddisfacenti nella generalità dei casi.

Hartshorn [3] ha recentemente esposti i risultati di una serie di accurate misure eseguite su resistori di valore nominale compreso tra 1 kΩ e 1 MΩ, per frequenze da 0,6 a 100 MHz.

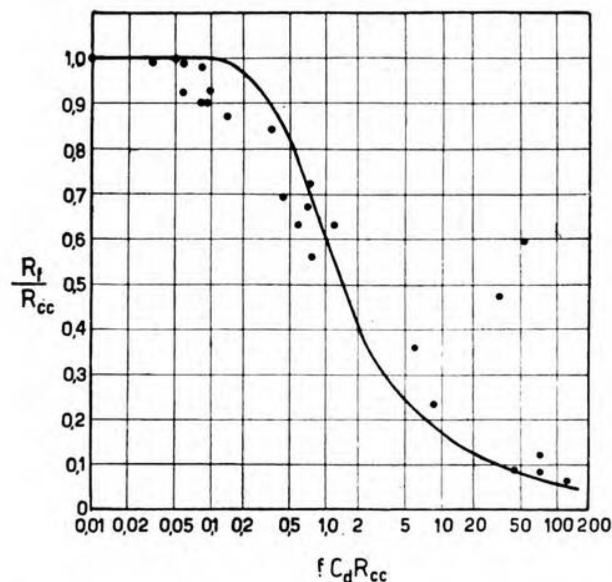


Fig. 4. — Curva universale del rapporto $\frac{R_f}{R_{cc}}$ (resistenza per corrente alternata / resistenza per corrente continua) e conferma sperimentale della teoria di Howe, ottenuta da Hartshorn.

Determinato così sperimentalmente il rapporto $\frac{R_f}{R_{cc}}$, per verificare la teoria di Howe occorre anche la conoscenza del parametro $f \cdot l\,C \cdot R_{cc} = f \cdot C_d \cdot R_{cc}$. Per ottenere il fattore C_d Hartshorn misura la capacità C_m totale esistente tra i morsetti del resistore a una frequenza piuttosto bassa, sottrae da C_m la capacità C_l dei collegamenti (anche questa misurata), e la capacità C_t dei terminali del resistore (calcolata in base alle dimensioni geometriche di questi) e deduce dal valore residuo, che abbiamo chiamato C_{f0}, la capacità totale distribuita mediante la relazione $C_d = 3\,C_{f0}$.

(3) L. Hartshorn: The Behaviour of Resistors at High Frequencies - W. E., 1938, XV, p. 363.

Con questo procedimento s'immaginano uniformemente distribuite e conglobate nella C_d anche le capacità dei singoli elementi di resistenza verso gli oggetti circostanti.

Hartshorn ha potuto così riportare sul diagramma universale di Howe i suoi punti sperimentali (fig. 4): si vede come la teoria di Howe possa essere utilizzata non soltanto per spiegare l'andamento del rapporto $\frac{R_f}{R_{cc}}$, ma anche per prevederne i valori numerici, con approssimazione sufficiente per la pratica.

3. - Deduzione grafica della capacità distribuita.

Per arrivare alla verifica sperimentale della teoria di Howe, Hartshorn ha dovuto determinare la capacità distribuita C_d ricorrendo in parte a misure di capacità, in parte a calcoli; poichè le capacità in gioco sono alcune, come C_m, dell'ordine di 1 μμF, altre assai minori, è evidente come si tratti di operazioni alquanto delicate che possono facilmente portare a valori di C_d anche notevolmente errati.

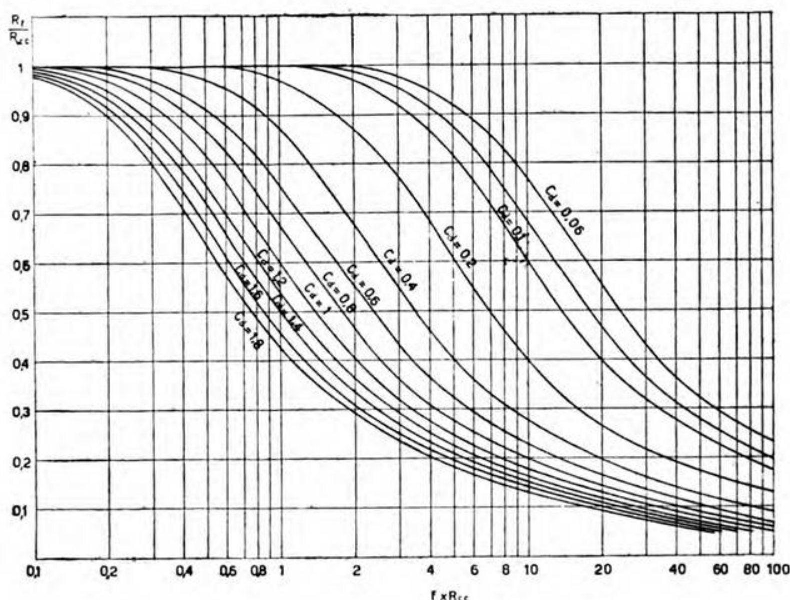


Fig. 5. — Andamento del rapporto $\frac{R_f}{R_{cc}}$, per vari valori della capacità totale distribuita C_d, calcolati seguendo la teoria di Howe.

È possibile evitare questa difficoltà modificando il diagramma universale della figura 4, quale è presentato da Howe. Questo diagramma può

infatti essere tracciato riportando in ascisse il parametro $f \cdot R_{cc}$ anzichè $f \cdot C_d \cdot R_{cc}$. Si ottiene così una famiglia di curve, ognuna delle quali è valida per un determinato valore di C_d (fig. 5).

Supponiamo ora di avere eseguito determinazioni del rapporto $\frac{R_f}{R_{cc}}$ su una serie di resistori per i quali la capacità distribuita sia costante ed eguale a C_d. I valori di $\frac{R_f}{R_{cc}}$, se la teoria di Howe è valida, devono stare tutti su un'unica curva della figura 5, di quota C_d; viceversa se i valori di $\frac{R_f}{R_{cc}}$ relativi a una serie di resistori, stanno tutti su una delle curve di figura 5, si può concludere che la teoria di Howe è valida, cioè si può ammettere che essi abbiano capacità distribuita uniformemente e costante per tutti i resistori; si può inoltre rilevare sul grafico stesso il valore della capacità C_d che interessa.

4. - Applicazione del metodo proposto.

In questo stesso laboratorio è stata eseguita [4] una serie di determinazioni del rapporto $\frac{R_f}{R_{cc}}$ per resistori da 50 kΩ a 2 MΩ e per frequenze da 0,5 a 7,5 MHz. Per completarne la conoscenza si è pensato di applicare i concetti esposti nel capitolo precedente.

I resistori di cui si hanno a disposizione i dati sono in generale spiralizzati; i singoli resistori di uno stesso tipo, ma di diverso valore nominale, sono ottenuti da uno stesso cilindretto ricoperto di uno strato conduttore omogeneo, incidendovi una spirale che aumenta più o meno la lunghezza effettiva dello strato conduttore che si utilizza.

Resistori cosiffatti differiscono dallo schema da cui Howe è partito. Si devono pertanto esaminare le seguenti questioni:

1) È possibile ammettere anche per resistori spiralizzati che la capacità si distribuisca uniformemente e cioè accettare la teoria di Howe?

2) Qual'è l'influenza della spiralizzazione sui valori del rapporto $\frac{R_f}{R_{cc}}$ relativo a resistori dello stesso tipo, ma di diverso valore nominale e quindi aventi diversa spiralizzazione?

3) Ammesso che la capacità sia distribuita uniformemente, i valori di capacità per unità di lunghezza $\frac{C_d}{l}$ corrispondono a quelli che si avrebbero secondo Howe per un cilindretto non spiralizzato?

La figura 6 risponde alla prima domanda.

---

[4] A. Bressi: Misure sistematiche di resistenze elevate ad alta frequenza - A. F., 1938, VII, p. 551 (in questo stesso fascicolo).

In essa si sono riportati in ordinate i valori del rapporto $\frac{R_f}{R_{cc}}$, misurati da Bressi, per due serie di resistori spiralizzati rispettivamente da 0,25 W e 0,5 W, e in ascisse il parametro $f \cdot R_{cc}$. Da questa figura si deduce che i punti relativi a uno stesso resistore si adagiano molto bene su una delle curve teoriche. Questo fatto è verificato nel modo più completo anche dai risultati delle misure su altri resistori: complessivamente le verifiche sono state fatte su 38 esemplari di marca differente, di valori compresi fra 500 kΩ e 2 MΩ, per frequenze fra 0,5 e 7,5 MHz. Nel campo dei valori di $f \cdot R_{cc}$, a cui si sono estese le verifiche, si nota talvolta che per alti valori di $\frac{R_f}{R_{cc}}$, il valore misurato di questo rapporto è alquanto inferiore a quello calcolato; ciò è stato anche constatato da Hartshorn.

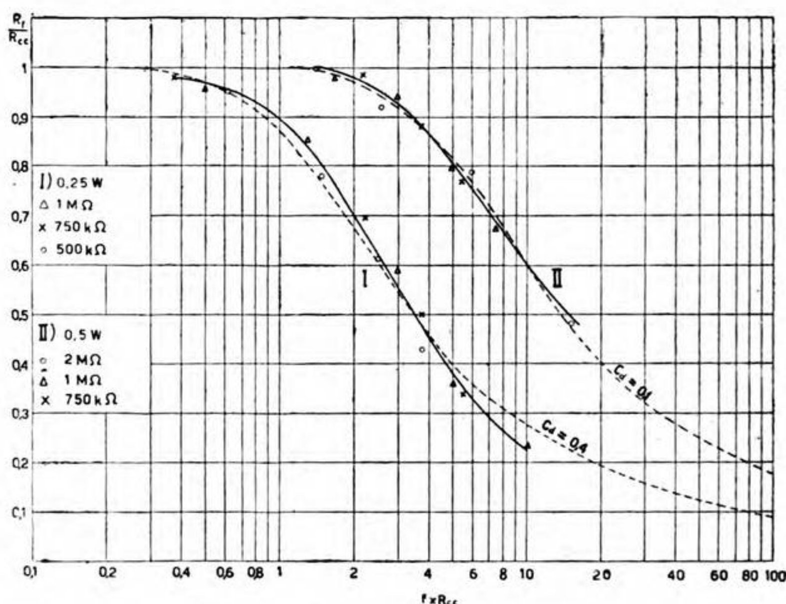


Fig. 6. — Valori sperimentali di $\frac{R_f}{R_{cc}}$ per due serie di resistori da 0,25 e 0,5 W, confrontati con le curve calcolate, di quote $C_d = 0,4$ e $C_d = 0,1$ μμF (tratteggiate).

Il comportamento dei resistori segue tuttavia nel suo complesso la teoria di Howe in modo completamente soddisfacente.

Basandosi sulla figura 6 si potrebbe anche rispondere alla seconda domanda, osservando che, poichè resistori di uno stesso tipo ma con diversa spiralizzazione hanno comportamento rappresentabile con una stessa curva, l'effetto della spiralizzazione è nullo. Questa conclusione

sarebbe tuttavia affrettata e occorre confermarne i limiti di validità con altre considerazioni.

Se infatti dai grafici si ricavano le capacità distribuite relative a ognuno dei 38 esemplari esaminati (talvolta ciò è possibile soltanto con modesta precisione) e si deduce, per ogni serie di resistori dello stesso tipo, la capacità distribuita media, i singoli esemplari hanno scarti mediani, rispetto alla capacità media, che vanno da zero al 26 %, ma che, nella maggior parte dei casi, sono inferiori al 10 % (tabella I).

La differente capacità distribuita dei resistori di uno stesso tipo può attribuirsi in parte a disuniformità tra i vari esemplari, in parte alla differente spiralizzazione.

Si può pertanto concludere che nei tipi spiralizzati non soltanto è lecito ammettere che la capacità sia uniformemente distribuita, ma anche che la diversa spiralizzazione dei resistori di uno stesso tipo e di diverso valore nominale, ha una influenza che, senza essere nulla, è tuttavia contenuta in limiti relativamente ristretti.

Per rispondere alla terza delle domande sopra riportate si deve ancora ricorrere alla tabella I.

In essa sono contenuti i dati geometrici relativi ai resistori esaminati, insieme con i dati ricavati dalla figura 5, con l'aiuto dei risultati delle misure di $\dfrac{R_f}{R_{cc}}$.

La capacità per unità di lunghezza dei vari resistori di un medesimo tipo ha scarti percentualmente eguali a quelli della capacità distribuita. Se per ogni tipo di resistore si calcolano il valore medio della capacità per unità di lunghezza e il rapporto $\dfrac{d}{2\,l}$, si possono riportare questi valori in un grafico, i cui punti, con una scelta opportuna delle scale, possono essere riuniti con una curva pressochè rettilinea, per quanto rispetto a questo andamento si abbiano scarti tutt'altro che trascurabili (fig. 7, parte sinistra).

Si vede come al diminuire del rapporto $\dfrac{d}{2\,l}$, diminuisca pure la capacità per unità di lunghezza.

Il fattore che determina il comportamento a radiofrequenza è tuttavia la capacità distribuita totale C_d. È evidente come possano attuarsi resistori di pari C_d con bassi valori del rapporto $\dfrac{d}{2\,l}$ e lunghezze $2\,l$ piuttosto rilevanti, o viceversa.

La scelta dei dati geometrici del resistore è facilitata dall'abaco contenuto nella parte destra della figura 7, nel quale le ordinate sono comuni al grafico precedente $\left(\dfrac{C_d}{l}\right)$ e in ascisse sono riportate le semilunghezze l del resistore.

TABELLA I.

DITTA	W	R_{cc} (MΩ)	$2l$ (cm)	d (cm)	$\frac{d}{2l}$	C_d (μμF)	$\frac{C_d}{l}$	C_d medio	Scarto mediano	$\frac{C_d}{l}$ medio
I	3	2 1 0,5	6	0,8	0,133	0,1 0,14 0,15	0,033 0,047 0,050	0,13	14,4 %	0,0434
I	2	2 1 0,75 0,5	3,6	0,8	0,222	0,18 0,12 0,14 0,18	0,100 0,067 0,078 0,100	0,155	16,1 %	0,086
I	1	1 0,75	2,1	0,6	0,285	0,11 0,11	0,105 0,105	0,11	0 %	0,105
I	0,5	2 1 0,75	1,75	0,45	0,257	0,09 0,09 0,10	0,103 0,103 0,114	0,093	4,68 %	0,107
I	0,25	2 1	0,85	0,42	0,5	0,14 0,15	0,33 0,35	0,145	3,45 %	0,34
II	3	2 1 0,75	4,8	0,95	0,198	0,09 0,15 0,18 0,18	0,0375 0,0625 0,075 0,075	0,15	26,7 %	0,0625



II	2	2 1 0,75 0,5	2,9	0,95	0,328	0,19 0,22 0,22 0,22	0,13 0,152 0,152 0,152	0,212	5,4 %	0,146
II	1	2 1 0,75	2,5	0,79	0,316	0,16 0,20 0,25	0,128 0,16 0,20	0,203	15 %	0,163
II	0,5	2 1 0,75	2,1	0,44	0,21	0,1 0,1 0,1	0,096 0,096 0,096	0,1	0 %	0,096
II	0,25	1 0,75 0,5	0,6	0,44	0,734	0,4 0,4 0,4	1,34 1,34 1,34	0,4	0 %	1,34
III	3	1 0,5	6 5,2	1 1	0,167 0,192	0,25 0,30	0,083 0,115	— —	— —	0,083 0,115
III	2	2 1	3,3	1	0,30	0,14 0,16	0,085 0,097	0,15	6,7 %	0,091
III	1	2 1	2,3	0,7	0,33	0,12 0,10	0,104 0,087	0,11	9 %	0,095
III	0,5	2 1	2,1	0,4	0,19	0,07 0,07	0,067 0,067	0,07	0 %	0,067
III	0,25	1	1	0,4	0,4	0 09	0,18	—	—	0,18

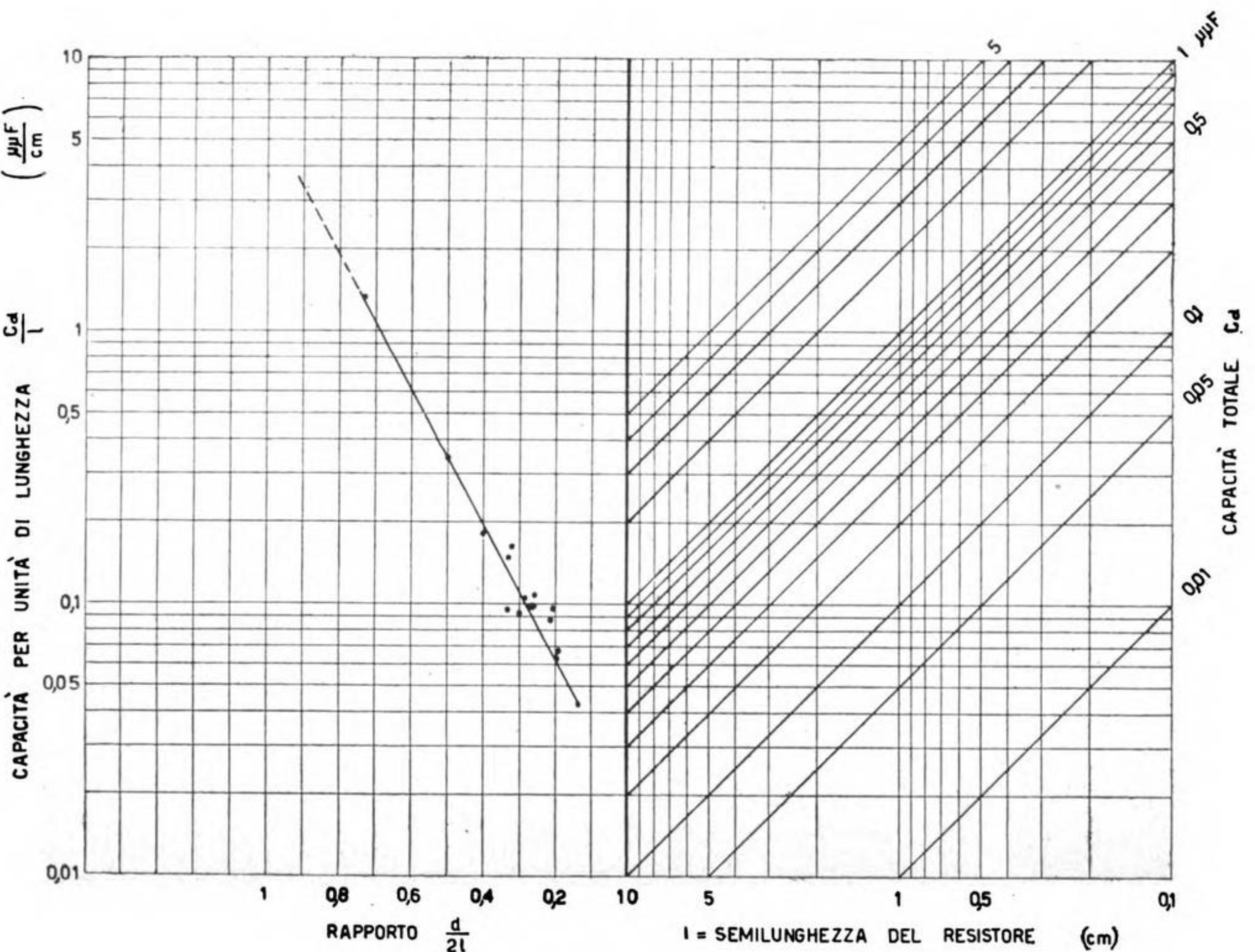


Fig. 7. — Abaco per la determinazione della capacità totale distribuita C_d in funzione della semilunghezza l del resistore, e del rapporto $\frac{d}{2l} = \frac{\text{diametro}}{\text{lunghezza}}$.

L'uso dell'abaco, *valido soltanto per resistori di tipo analogo a quelli di costruzione italiana su cui si è sperimentato*, è il seguente. Si entra nel grafico di sinistra con il rapporto $\frac{d}{2l}$, e si determina la capacità per unità di lunghezza; si entra nel grafico di destra con la lunghezza del resistore; si ha così subito la capacità totale C_d. Spostandosi su una retta $C_d =$ cost si può risalire alle diverse coppie di valori di $\frac{d}{2l}$ e l, con cui la stessa capacità totale C_d può essere attuata.

Si deve porre adeguatamente in rilievo che i valori di capacità per unità di lunghezza, risultanti dalle considerazioni precedenti, sono notevolmente minori sia di quelli teorici calcolati da Howe per resistori cilindrici non spiralizzati, sia di quelli misurati da Hartshorn, pure per resistori non spiralizzati.

Dalle considerazioni esposte sembra pertanto doversi concludere che per i tipi di resistori esaminati, la teoria di Howe si presti a dare l'andamento qualitativo e quantitativo del rapporto $\frac{R_f}{R_{cc}}$, ma che il valore della capacità per unità di lunghezza non possa essere calcolato con la stessa teoria. Poichè d'altra parte è possibile dimostrare che la capacità per unità di lunghezza calcolata con il procedimento di Howe, non cambia passando da resistori cilindrici a resistori cilindrici spiralizzati, questo fatto non ha potuto essere spiegato. Su questo punto si dovranno pertanto eseguire ulteriori ricerche.

5. - Conclusione.

Per riassumere le considerazioni svolte si può notare che ognuno dei resistori esaminati segue singolarmente la teoria di Howe, con precisione molto buona; che resistori dello stesso tipo hanno capacità distribuita totale abbastanza costante; che la spiralizzazione ha moderata influenza sulla capacità distribuita; che la capacità distribuita nei resistori esaminati è più piccola di quella calcolata teoricamente.

L'elemento fondamentale da cui dipende il comportamento di un resistore di resistenza determinata, ad una frequenza pure determinata, è la capacità distribuita totale C_d.

Per avere resistori in cui il rapporto $\frac{R_f}{R_{cc}}$ si discosti dall'unità il meno possibile, occorre costruirli con piccolo rapporto tra diametro e lunghezza, e, a parità di tale rapporto, con piccola lunghezza.

Torino, luglio 1938-XVI.

Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris.

COMPORTAMENTO DEI CONDENSATORI VARIABILI IN ARIA A RADIOFREQUENZA E METODI PER LE MISURE SU DI ESSI

GUGLIELMO HOLZNER

Nella prima parte sono raccolte cognizioni e considerazioni di ordine generico, che possono essere di utilità sia nello studio delle proprietà dei condensatori variabili in aria dalle basse frequenze alle radiofrequenze non troppo elevate (fino a 10 MHz), sia per la scelta e l'applicazione più opportuna dei metodi per la misura degli elementi e dei parametri che determinano il comportamento di questi condensatori. Si discutono le origini, le caratteristiche e gli effetti di tali elementi e il modo come agiscono alle varie frequenze.

Nella seconda parte si passano in rassegna i metodi proposti per la misura a radiofrequenza dei parametri fondamentali, premettendo alcune osservazioni pratiche per l'uso dei metodi di risonanza, che sono i più generalmente adoperati alle alte frequenze.

PARTE I.

PROPRIETÀ GENERALI DEI CONDENSATORI VARIABILI IN ARIA.

1. - Introduzione.

Un condensatore variabile in aria può considerarsi come una pura capacità soltanto in via approssimata. In realtà esso è costituito da un insieme di parti (metalliche e isolanti) che intervengono, secondo la loro natura e la loro posizione, oltre che con la propria capacità, anche con la propria resistenza ed induttanza e formano perciò un circuito complesso. Gli effetti delle singole resistenze ed induttanze sull'impedenza totale del condensatore sono molto differenti a seconda della frequenza di lavoro e della capacità statica; ne segue che alcune delle grandezze componenti il circuito del condensatore si possono, caso per caso, o trascurare del tutto o conglobare in pochi parametri, in modo da ottenere un circuito

più semplice e ad esso equivalente, entro limiti di capacità e di frequenza variabili coll'approssimazione che si desidera raggiungere. I parametri in generale sono quattro e si possono definire qualitativamente come: la capacità statica C; la conduttanza G equivalente alle perdite dielettriche; la induttanza L delle parti metalliche, percorse dalla corrente; la resistenza R di queste parti e delle loro superfici di contatto.

Alle frequenze industriali ed acustiche i condensatori in aria presentano una reattanza capacitiva quasi pura. Soltanto in misure particolari e di grande precisione, in cui essi servono come elementi di confronto, occorre tenere conto anche della piccolissima componente attiva di corrente dovuta alle perdite negli isolanti (che qui hanno funzione unicamente di sostegno reciproco delle armature), mediante l'introduzione di una corrispondente conduttanza equivalente G in parallelo.

Gli effetti della induttanza e della resistenza del circuito metallico, mentre sono assolutamente trascurabili per le frequenze industriali e, salvo qualche caso speciale, anche per quelle acustiche, diventano invece sensibili, aumentando ulteriormente la frequenza applicata, ma acquistano un'importanza decisiva soltanto nel campo delle radiofrequenze ($f > 10^5$ Hz).

Ciò vale più propriamente per l'induttanza; gli effetti della resistenza sono normalmente avvertibili a frequenze relativamente più basse e possono in qualche caso particolarmente sfavorevole avere importanza anche nel campo delle frequenze acustiche.

Nel presente lavoro si esaminano gli elementi da cui dipende il comportamento di un condensatore variabile in aria alle radiofrequenze e si vede come un condensatore possa ritenersi elettricamente equivalente ad un circuito relativamente semplice, dipendente soltanto dai quattro parametri prima definiti.

La presenza della resistenza e dell'induttanza del circuito metallico e delle perdite nei sostegni isolanti, rappresentate rispettivamente dagli elementi R, L e G, modifica il comportamento del condensatore rispetto al caso ideale, corrispondente alla presenza della sola capacità statica C nel modo seguente:

1) la capacità effettiva ai morsetti dei condensatori non è più quella statica (come avviene invece con ottima approssimazione ancora in tutta la gamma delle frequenze acustiche) a causa della presenza di un'induttanza residua L;

2) la perdita complessiva non è rappresentabile per ogni data frequenza dalla sola conduttanza G in parallelo, indipendente dal valore della capacità, come accade invece alle frequenze acustiche e industriali a meno di imperfezioni costruttive o di depositi di polvere o di altro genere sulle placche o sugli isolanti. Ciò è dovuto alla presenza della resistenza in serie R, in genere assai piccola, ma inevitabile, a cui corrisponde una conduttanza in parallelo, che cresce rapidamente col crescere della capacità e della frequenza, e diventa predominante per valori un po' elevati di queste grandezze (formula [3] o [5]).

2. - Rappresentazione equivalente dei condensatori variabili in aria.

Elettricamente un condensatore variabile di tipo normale risulta composto di una serie di capacità parziali c (fig. 1), collegate fra loro mediante le induttanze e le resistenze delle rondelle distanziatrici del rotore (l_r, r_r) e dello statore (l_s, r_s). Le r_r, r_s comprendono anche la resistenza di contatto fra le rondelle e le placche.

L'induttanza e la resistenza delle placche hanno una importanza trascurabile rispetto ai valori di l e di r; ciò è dovuto alla estensione notevole ed al leggero effetto schermante delle placche stesse. Per questa ragione, i cambiamenti che l ed r e, di conseguenza, anche i valori complessivi L ed R, devono subire, al variare della posizione reciproca delle due armature, sono in generale insensibili o almeno trascurabili rispetto agli errori di misura, nelle determinazioni sperimentali di L e di R. Nel calcolo è quindi lecito trascurare l'effetto delle placche, tanto più che è necessario fare anche alcune altre approssimazioni, e considerare costanti gli elementi parziali l, r, al variare della capacità.

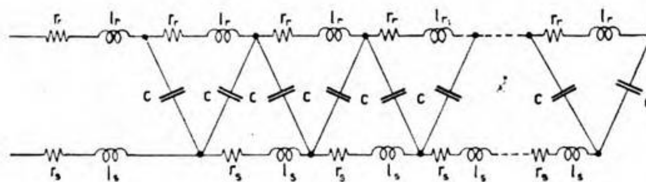


Fig. 1. — Schema equivalente delle due armature di un condensatore variabile in aria.

Mentre l'induttanza dei conduttori si può ritenere praticamente costante nel campo delle radiofrequenze, la resistenza varia proporzionalmente alla radice quadrata della frequenza. Tuttavia, poichè, come si vedrà, la maggior parte di resistenza della r risiede nei contatti tra le rondelle distanziatrici e le placche, le r si possono ritenere delle costanti, al variare della frequenza, come le induttanze parziali.

Si può dimostrare che il sistema di due placche, di figura 1, può venire rappresentato più semplicemente dalla capacità statica del condensatore in serie con una induttanza L' ed una resistenza R' concentrate, secondo lo schema di figura 2, entro certi limiti di frequenza e di capacità che non sono facilmente precisabili nel caso generale, data la notevole complicazione dei calcoli, anche in presenza di premesse semplificative.

Condizioni assai semplici si ottengono invece, considerando uguali le induttanze parziali del rotore e dello statore e ritenendo trascurabili le resistenze r rispetto alle reattanze ωl. Nel ricercare le condizioni di equivalenza dello schema di figura 1 a quello di figura 2 per questo caso particolare, risulta che l'errore che si compie nel valore dell'impedenza

deriva sostanzialmente dal trascurare il termine $(\omega^2 L'C)^2$ rispetto alla unità nell'espressione della capacità effettiva:

[1] $$C_e = \frac{C}{1 - \omega^2 L'C} .$$

A questa per semplicità si immagina dovuta la reattanza, comprendendovi l'effetto della induttanza L'. C è la capacità statica del condensatore ed L' resta determinata solamente in base alle induttanze parziali e al numero dei piatti. Al variare della frequenza e della capacità, L' agisce come costante entro i limiti per cui $(\omega^2 L'C)^2$ può ritenersi trascurabile rispetto all'unità.

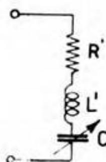


Fig. 2. — Schema equivalente delle due armature di un condensatore variabile in aria.

Affinchè la capacità effettiva determinata in base ai valori C ed L', corrisponda a quello reale entro l'1 %, occorre che sia

[2] $$(\omega^2 L'C)^2 < 0{,}01$$

e quindi

$$\omega^2 L'C < 0{,}1 .$$

In conclusione la correzione calcolata attraverso lo schema equivalente non deve superare il 10 % del valore statico di capacità, se si vogliono evitare errori superiori all'1 %.

Affinchè queste condizioni siano soddisfatte per un condensatore il quale presenti un'induttanza $L' = 0{,}05$ μH, i limiti di frequenza per l'applicazione dello schema equivalente di figura 2 risultano di 7,1 MHz e di 14,2 MHz per capacità rispettivamente di 1000 e di 250 μμF.

La determinazione di L' può essere effettuata soltanto in maniera approssimata mediante calcolo, basandosi sulle dimensioni dei conduttori e sui valori delle correnti che passano attraverso essi. A causa dell'induttanza delle connessioni tra le armature ed i morsetti, l'induttanza complessiva L, quale si presenta ai morsetti del condensatore, risulta aumentata, rispetto al valore così calcolato, in misura più o meno notevole secondo le dimensioni dei conduttori e soprattutto delle connessioni. Il fatto che L possa essere misurata sperimentalmente (1), permette tuttavia di assegnare anche ad L' un valore sufficientemente

(1) E. Field a. D. Sinclair: A method for determining the residual inductance and resistance of a variable air condenser at radio frequencies - Proc. I.R.E., 1936, XXIV, p. 255.

esatto. Dato però che le condizioni di equivalenza non sono ben definite, essendo la relazione [2] dedotta da premesse semplificative, la determinazione alquanto laboriosa di L' ha un'importanza relativa. È invece più opportuno, e, ad ogni modo, più immediato, riferire la [2] all'induttanza residua L, che è suscettibile di misura (1). In condensatori di ottima costruzione i valori di L scendono fino a 0,05 μH e conseguentemente L' assume valori ancora inferiori.

Deducendo dunque le limitazioni di frequenza e di capacità dal valore di L, anzichè da quello di L', si ottiene una garanzia alquanto maggiore per l'equivalenza dei due circuiti delle figure 1 e 2, e si tiene parzialmente conto del fatto che le limitazioni derivanti dalla [2] sono insufficienti per assicurare le precisioni prestabilite. I limiti di frequenza e di capacità dati precedentemente possono quindi ritenersi accettabili per condensatori ottimi. In misure precise, in cui il condensatore venga usato come campione, sarà tuttavia prudente ridurre ulteriormente le condizioni limiti, applicando lo schema semplificato di figura 2 soltanto per valori di ω e di C, tali che la capacità effettiva superi quella statica soltanto di qualche unità per cento.

Nell'espressione della resistenza R' in funzione delle resistenze parziali compaiono termini contenenti ω e C: R' risulta pertanto variabile con la frequenza e con la capacità; ciò avviene in modo sensibile soltanto per valori contemporaneamente elevati di queste grandezze. In generale nei limiti di capacità e di frequenza per cui lo schema semplificato è accettabile con buona approssimazione nei riguardi dell'induttanza L', e quindi della reattanza, la resistenza R' può considerarsi, al pari di L', funzione unicamente dei corrispondenti elementi parziali. Si è già detto che questi sono da ritenersi costanti, indipendentemente dalla posizione reciproca delle armature; lo stesso vale dunque anche per i parametri residui L ed R. I risultati sperimentali di Dye (2), di Wilmotte (3) e di Moullin (4) hanno confermato la costanza di R per i condensatori da loro esaminati, e quelli di Field e Sinclair (1) anche la costanza di L.

La variazione di R colla frequenza è risultata nella maggior parte dei casi o insensibile oppure assai leggera. Ciò fa supporre che in questi condensatori la resistenza dei contatti formi la parte predominante della R. Infatti un calcolo approssimato fa vedere chiaramente come la resistenza dei conduttori, che formano il percorso della corrente, possa costituire parte notevole della R (la quale risulta normalmente compresa tra 0,01 e 0,1 Ω) soltanto se i conduttori — sopra tutto i collegamenti dalle armature ai morsetti — sono di spessore insufficiente, o troppo lunghi.

---

(2) D. W. DYE: Basic measurements of the resistance of condensers at radio frequencies - Proc. Phys. Soc. London, 1923, XL, p. 285.

(3) R. M. WILMOTTE: A quick and sensitive method of measuring condenserl osses at radio frequencies - J. Sci. Instr., 1928, V, p. 369.

(4) E. B. MOULLIN: A method of measuring the effective resistance of a condenser at radio frequencies and of measuring the resistance of long straight wires - Proc. Royal Soc. London, 1932, CXXXVII, p. 116.

Per i condensatori in cui le placche siano saldate con le rondelle distanziatrici o fresate da un unico pezzo, oppure costituite semplicemente da due piatti circolari, la resistenza assume valori particolarmente bassi, perchè si riduce quasi alla sola parte metallica. In queste condizioni, la resistenza deve naturalmente crescere proporzionalmente alla radice quadrata della frequenza a causa dell'effetto di pelle. La presenza della resistenza di contatto dell'organo che porta la corrente al rotore (sensibilmente indipendente dalla frequenza) interviene però generalmente nel senso di aumentare il valore della resistenza complessiva e conseguentemente la costanza rispetto alla frequenza.

Le induttanze parziali, e quindi quella residua, sono sempre soggette, a causa dell'effetto di pelle, ad una variazione assai leggera con la frequenza.

Nelle considerazioni seguenti è pertanto non solamente giustificato, ma anche molto opportuno, il considerare i due parametri R ed L costanti, al variare della posizione delle armature del condensatore e della frequenza.

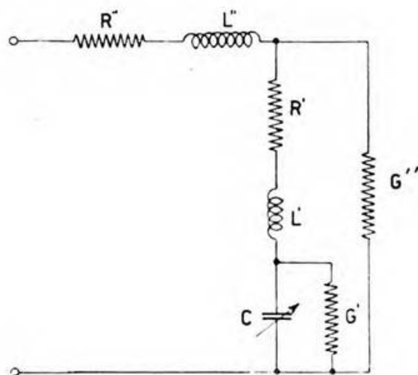


Fig. 3. — Schema equivalente di un condensatore variabile in aria.

Tenendo conto delle conduttanze G', G'' equivalenti alle perdite dielettriche negli isolanti, che sostengono reciprocamente le due armature dalle due parti, dell'induttanza L'' e della resistenza R'' delle connessioni, che congiungono le armature con i morsetti, lo schema di figura 2 si completa in quello di figura 3.

Nella maggior parte dei casi G'' si può senz'altro sommare con G' col vantaggio di semplificare ulteriormente lo schema della figura 3; infatti con i valori di R, L', G'', che normalmente si riscontrano nei buoni condensatori variabili, il trascurare il fattore correttivo che in una rappresentazione rigorosa si dovrebbe invece applicare a G'', non dà luogo ad alcun errore sensibile entro i limiti di frequenza, entro i quali è valida la rappresentazione schematica di figura 2.

Comprendendo L', L'' ed R', R'' nei parametri complessi L ed R, si può pertanto accettare come schema equivalente definitivo quello di figura 4.

La disposizione degli elementi può in qualche tipo di condensatore essere leggermente diversa; nella maggior parte dei casi si riesce però a ricondurre gli schemi equivalenti a quello semplificato di figura 4 senza introdurre errori sensibili.

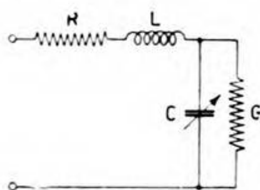


Fig. 4. — Schema equivalente ottenuto per semplificazione da quello di figura 3.

Per l'ammettenza e l'impedenza di esso si ottengono le seguenti espressioni:

[3] $$Y = \frac{G + R\,(\omega\,C)^2}{(1 - \omega^2\,L\,C)^2} + j\,\frac{\omega\,C}{(1 - \omega^2\,L\,C)}$$

[4] $$Z = \left[R + G\left(\frac{1}{\omega\,C}\right)^2\right] - j\left(\frac{1}{\omega\,C} - \omega\,L\right)$$

valide dalle basse frequenze fino alle radiofrequenze per le quali è applicabile lo schema semplificato di figura 4. In esse si è trascurato G/ω rispetto a C ed R^2 rispetto a $(\omega\,L)^2$ per le frequenze radio, per le quali il termine $(\omega^2 LC)^2$ acquista importanza rispetto all'unità. Come si è già osservato precedentemente questa condizione non viene normalmente avvicinata; ad ogni modo le semplificazioni sono perfettamente lecite dati i valori che le grandezze C, $G\,\omega$, R, L, assumono nei buoni condensatori variabili adoperati nel campo delle radiofrequenze: G/ω vale qualche centesimo di $\frac{\text{siemens}}{\text{radiante/secondo}}$ (5), se i materiali impiegati per

(5) È stato dimostrato sperimentalmente, che per i dielettrici solidi, la perdita in potenza per periodo $G V^2/f = 2\pi(G/\omega)\,V^2$, dovuta unicamente all'isteresi dielettrica, è in genere, a parità di tensione applicata V, costante, al variare di f, fino a frequenze dell'ordine di 10^8 Hz; G/ω è dunque normalmente una costante. In America qualcuno attribuisce alla quantità G/ω la denominazione « figure of merit », espressione impropria, avendo G/ω effettivamente le dimensioni di una capacità e non esprimendo precisamente un merito, ma se mai un demerito. Più propriamente taluno (G. ZICKNER: Ueber Kondensatoren und ihre Eichung - Hachmeister, Leipzig, 1928) adotta l'espressione « Relative Güte » per l'inverso di G/ω.

Data l'interpretazione più immediata delle varie equazioni ponendo in rilievo la quantità G/ω, essa sarà mantenuta, senza attribuirle tuttavia alcuna denominazione precisa.

G/ω rappresenta fisicamente la conduttanza $G_{\omega=1}$ alla pulsazione unitaria; da essa si ricava la conduttanza equivalente alla pulsazione ω, dopo moltiplicazione per ω;

l'isolamento sono ceramici, R vale qualche centesimo di ohm ed L è compreso tra 0,1 e 0,05 μH.

Per alcune applicazioni è utile esprimere l'ammettenza sotto la forma:

[5] $$Y = \left[G + \frac{R\,(\omega\,C)^2}{(1 - \omega^2\,L\,C)^2}\right] + j\,\frac{\omega\,C}{(1 - \omega^2\,L\,C)},$$

ottenuta dalla [3] trascurando il fattore $1/(1 - \omega^2 LC)^2$ nei riguardi di G, ciò che agli effetti pratici equivale a considerare identici i due schemi di figura 4 e di figura 5, le cui ammettenze ed impedenze si differenziano appunto unicamente per detto fattore.

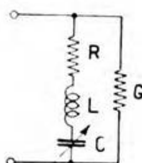


Fig. 5. — Schema equivalente a quello di figura 4, entro certi limiti della frequenza e dei parametri fondamentali.

L'impedenza assume la seguente espressione:

[6] $$Z = \left[R + G\,\frac{(1 - \omega^2\,L\,C)^2}{(\omega\,C)^2}\right] - j\,\frac{(1 - \omega^2\,L\,C)}{\omega\,C}.$$

I limiti entro i quali si può considerare valida la sostituzione della forma semplificata [5] a quella [3], dipendono dall'approssimazione che si desidera ottenere e l'errore che si compie nella valutazione della conduttanza non può assumere grande importanza per il fatto che, in corrispondenza dei valori piccoli di capacità, per i quali il termine G contribuisce per la maggior parte alla conduttanza totale, il fattore correttivo $1/(1 - \omega^2 LC)^2 \simeq (1 + 2\omega^2 LC)$ di questa non si discosta praticamente dall'unità. Col crescere della capacità, il termine in R diventa rapidamente prevalente su quello in G; variazioni, anche se notevoli, apportate a quest'ultimo non influiscono perciò sensibilmente sul valore totale. Tuttavia, con i valori normali dei parametri residui, si possono ottenere

---

sembra quindi, se non più esatto, più evidente, misurare G/ω in $\frac{\text{siemens}}{\text{radianti/secondi}}$, anziché in farad, sebbene le dimensioni delle due unità siano le stesse.

Nella pratica, per caratterizzare i materiali isolanti nei riguardi delle perdite, si usa comunemente indicarne il fattore di potenza; è noto che in gran parte dei dielettrici esso è circa costante al variare della frequenza in una gamma assai larga. Come risulta dalla relazione $\operatorname{tg}\delta_0 = G/\omega C$, per mezzo della quale detto fattore si determina sperimentalmente, la sua legge di variazione colla frequenza è in stretta relazione con quella di G/ω, poichè la costante dielettrica che entra in C, dopo una diminuzione alle basse frequenze conserva in genere praticamente un valore unico fino a radiofrequenze elevatissime.

in corrispondenza di valori intermedi di capacità, errori non più trascurabili a frequenze anche solamente di qualche megahertz.

Nel caso di un condensatore variabile ottimo con i seguenti parametri:

$$L = 0{,}05\ \mu\mathrm{H}$$
$$R = 0{,}02\ \Omega$$
$$\frac{G}{\omega} = 0{,}020 \cdot 10^{-12}\ \frac{\mathrm{S}}{\mathrm{r/s}}$$

gli errori derivanti dal trascurare il termine $2\omega^2 LC \cdot G$ nella conduttanza complessiva, si mantengono entro il 2 % fino a 10 MHz e l'equivalenza può considerarsi perfetta. Per buona parte dei condensatori gli errori sono notevolmente maggiori, poichè le induttanze acquistano valori più rilevanti a causa delle connessioni interne troppo lunghe e sottili; in costruzioni meno recenti l'isolamento è costituito da bakelite o gomma vulcanizzata invece che dai materiali ceramici ora prevalentemente usati, e G/ω può assumere valori dell'ordine di $10^{-12}\ \dfrac{\text{siemens}}{\text{radianti / secondi}}$.
Le limitazioni che ne derivano, vanno tenute presenti nell'applicazione di quei metodi che si basano sulla relazione [5], quali il metodo di sostituzione in parallelo e quello di Field e Sinclair.

In qualche metodo, in cui si deve fare affidamento sulla costanza della resistenza R e della induttanza L al variare della capacità, si fa uso di condensatori a piatti paralleli circolari. Il piccolo movimento che occorre dare ad uno dei piatti per ottenere la variazione di capacità, non ha alcun effetto sensibile sulla distribuzione della corrente nei piatti e nelle connessioni. Solamente alle frequenze di qualche diecina di megahertz, per le quali si faccia sentire la perdita per irradiazione, la costanza di R e quella di L possono non essere più verificate.

Lo schema elettrico è semplicemente quello di figura 4; i parametri R ed L sono dovuti alle connessioni e ai piatti. Vengono qui a mancare le limitazioni a cui è legata l'applicazione di questo schema nel caso di condensatori di tipo normale. Ne risulta sotto questo aspetto una notevole superiorità dei condensatori a piatti per scopi di misura alle radiofrequenze elevate. Gli svantaggi a cui porta la variazione con legge iperbolica della capacità in funzione della distanza dei piatti, impedisce tuttavia un uso più largo di questo tipo di condensatore.

3. - Effetti dell'induttanza residua.

Dall'esame delle equazioni [5] e [6] risulta che l'effetto dell'induttanza residua L è quello di apportare alla capacità statica C un fattore correttivo $1/(1 - \omega^2 LC)$.

Introducendo nelle equazioni [5] e [6] la capacità effettiva (formula [1]):

$$C_e = \frac{C}{1 - \omega^2 LC},$$

esse si possono mettere più semplicemente sotto la forma:

[7] $$Y = [G + R\,(\omega\, C_e)^2] + j\,\omega\, C_e$$

[8] $$Z = \left[R + \frac{G}{(\omega\, C_e)^2}\right] - \frac{j}{\omega\, C_e}\,.$$

I condensatori presentano dunque una capacità che cresce rapidamente colla frequenza; questo accrescimento è inoltre tanto più rapido quanto maggiore è il valore di capacità, ed acquista valori notevoli in vicinanza della frequenza propria, determinata dalla relazione: $\omega^2 LC = 1$; per frequenze maggiori il condensatore assume comportamento induttivo.

Come si è fatto rilevare precedentemente, nelle misure il campo di applicazione è limitato approssimativamente (secondo la relazione: $\omega^2 LC = 0{,}1$) a frequenze notevolmente inferiori a quella propria ed a capacità effettive che non superino per più del 10 % le relative capacità statiche.

Per $C = 1000\ \mu\mu F$ ciò avviene di già a 5 MHz, se l'induttanza residua L è 0,1 μH, a 7,1 MHz se $L = 0{,}05$ μH.

Se non si apportano dunque le correzioni dovute alla presenza di L, è pertanto impossibile eseguire misure esatte, per frequenza dell'ordine dei megahertz ed oltre, con i tipi normali di condensatori di precisione, basandosi semplicemente sulla taratura eseguita a frequenza acustica.

4. - Perdite.

Negli schemi equivalenti si sono considerate solamente le perdite dielettriche rappresentate da G e quelle ohmiche corrispondenti ad R. In una rappresentazione rigorosa si dovrebbe tenere conto anche delle perdite per radiazione, di quelle per correnti parassite nelle schermature e nelle parti metalliche, aventi soltanto funzioni di sostegno, e di quelle occasionalmente introdotte da umidità, da polvere o da cattivi contatti.

Le perdite per radiazione cominciano ad essere sensibili alle frequenze di qualche diecina di megahertz; non entrano quindi in considerazione in questo lavoro, che si limita ad un campo di frequenze alquanto più basse. Le perdite per correnti parassite influiscono più o meno, a seconda del tipo di costruzione, sulla resistenza in serie R; nella maggior parte dei casi sono minime e non meritano un esame speciale.

Le perdite introdotte da umidità o polvere sulle placche o sugli isolanti, o da cattivi contatti, sono, data la loro natura, variabilissime. Non è quindi possibile, rappresentarle con parametri ben determinati.

Gli effetti, che esse producono sui parametri G ed R, verranno discussi man mano che se ne presenterà l'occasione, durante lo studio di questi ultimi.

In pratica, ad ogni modo, occorre eliminarli. A questo scopo è fondamentale la buona manutenzione e conservazione dei condensatori; solamente in tal modo questi potranno mantenere le proprie qualità anche durante un uso prolungato.

a) *Perdite negli isolanti.*

Esse sono state rappresentate precedentemente negli schemi mediante la conduttanza equivalente G. In presenza della sola perdita per isteresi dielettrica, tale conduttanza è espressa dalla relazione:

$$G = \omega C_0 \operatorname{tg} \delta_0 . \tag{9}$$

In essa C_0 rappresenta la capacità, cui dà origine l'isolante, che si dispone in parallelo a quella del condensatore; tg δ_0 la tangente dell'angolo di perdita δ_0 dell'isolante, la quale, nel caso di angoli di perdita piccoli, si può confondere coll'angolo di perdita stesso e col suo seno e quindi col fattore di potenza.

Poichè, come si è rilevato nella nota (5), la quantità

$$G/\omega = C_0 \operatorname{tg} \delta_0 \tag{10}$$

è pressochè costante al variare della frequenza per gran parte degli isolanti, G e quindi la corrispondente perdita GV^2 risultano circa proporzionali alla frequenza in una gamma che va dalle frequenze acustiche alle frequenze radio assai elevate. Mediante disposizione opportuna dell'isolante, cioè sottraendo questo all'influenza del campo elettrico tra le armature del condensatore, si può ottenere inoltre che C_0, e pertanto anche G e G/ω, siano costanti al variare della capacità.

Nei buoni condensatori variabili, essendo dunque normalmente attuata la costanza di G/ω, al variare della frequenza e della capacità, mediante scelta conveniente dell'isolante e della sua disposizione costruttiva, appare opportuno porre in rilievo la grandezza G/ω nei termini in G delle espressioni precedenti (da [3] fino ad [8]); ne risulta con maggiore chiarezza l'andamento, in funzione della frequenza e della capacità, delle parti reali delle relazioni accennate e quindi delle perdite.

A bassa frequenza (intorno ai 1000 Hz) in presenza di resistenze residue R di frazioni di ohm, la corrispondente perdita è trascurabile rispetto a quella dovuta all'isolante, come risulta dalle equazioni [7] e [8]. Per $R = 10^{-2}\,\Omega$ e $G/\omega = 0{,}02 \cdot 10^{-12} \dfrac{\mathrm{S}}{\mathrm{r/s}}$, il valore di $R\,(\omega\, C_e)^2$ risulta il 0,3 % di quello di G per una capacità $C = 1000\ \mu\mu\mathrm{F}$. Dunque la perdita si riduce in pratica unicamente a quella dovuta al termine

$$G = \left(\frac{G}{\omega}\right) \omega = \omega\, C_0 \operatorname{tg} \delta_0$$

ed è quindi costante al variare della capacità e proporzionale alla frequenza, se G/ω è una costante: a bassa frequenza i condensatori restano perfettamente caratterizzati dall'indicazione del valore di G/ω e dalla sua costanza.

La perfetta costanza di G/ω al variare della capacità, ottenuta con accorgimenti costruttivi, può venire apparentemente turbata, o per effetto di un deposito di polvere od umidità sulle placche o qualora,

a causa di un cattivo contatto, la resistenza in serie R assuma un valore particolarmente elevato. Le corrispondenti perdite sono variabili, nel primo caso perchè dovute a strati di dielettrico, parti più o meno estese del quale si trovano, a seconda della posizione del rotore, sottoposte al campo elettrico, nel secondo caso perchè il termine $R(\omega C)^2$ può, in presenza di una R elevata, acquistare importanza anche a frequenze relativamente basse; esse rendono G/ω variabile colla capacità, cosa che, in presenza della sola perdita dielettrica, non accade. La verifica della costanza di G/ω è quindi, a bassa frequenza, un controllo: 1) della buona esecuzione costruttiva, perchè garantisce la costanza di C_0 ed una resistenza in serie R sufficientemente piccola; 2) della buona manutenzione, perchè conferma l'assenza delle perdite derivanti da umidità, da polvere o da cattivi contatti, i quali ultimi accrescerebbero oltre misura la R.

Il rapporto G/ω viene spesso messo sotto la forma seguente:

$$G/\omega = C_0 \operatorname{tg} \delta_0 = C \operatorname{tg} \delta = \omega r C^2 ,$$

che si ricava facilmente dalla [10]; $\operatorname{tg} \delta$ è il fattore di potenza del condensatore, r è la sua resistenza equivalente in serie, dalla cui determinazione sperimentale si risale in generale al valore di G/ω.

Al variare della frequenza, il valore di G/ω segue, in presenza delle sole perdite dielettriche, la stessa legge di $\operatorname{tg} \delta_0$, è cioè quasi costante in una gamma assai larga di frequenza. A radiofrequenza si aggiunge sempre una parte variabile di perdita, dovuta alla resistenza R; quindi il rapporto G/ω perde l'importanza che ha, a bassa frequenza, per caratterizzare le perdite. Tuttavia la quantità G/ω determinata a bassa frequenza, permette di risalire, almeno approssimativamente, basandosi appunto sulla sua costanza, alla parte costante delle perdite a radiofrequenza, cioè a quelle nell'isolante.

I materiali isolanti non presentano un angolo di perdita perfettamente costante. È stato quindi tentato con successo, in condensatori di grande precisione, di ottenere $\operatorname{tg} \delta_0$, e quindi C/ω rigorosamente costanti da 100 Hz fino a 50 MHz, mediante combinazioni opportune di diversi materiali isolanti, con differenti fattori di potenza e diverso andamento di questi al variare della frequenza.

Nel campo delle frequenze acustiche, i materiali isolanti presentano fattori di potenza e costanti dielettriche crescenti al diminuire della frequenza; tali aumenti avvengono in misura assai diversa per i vari dielettrici e sono particolarmente marcati alle frequenze industriali. Ne risulta che in corrispondenza di queste frequenze, la costanza di G/ω non può rimanere ulteriormente verificata; nei materiali ceramici, che soprattutto trovano impiego nella costruzione dei condensatori variabili campioni, la costanza di G/ω può essere attuata fino a frequenze dell'ordine di 100 Hz.

È di importanza fondamentale, che gli isolanti siano mantenuti asciutti ed in ottime condizioni di pulizia; deficienze su questo punto

determinano resistenze superficiali in parallelo, che necessariamente modificano il valore assoluto di G/ω e cambiano la legge che lega tale rapporto al fattore di potenza, al variare della frequenza. G/ω rimane invece costante al variare della capacità. Il loro effetto viene avvertito specialmente alle frequenze basse, alle quali le perdite dielettriche assumono valori più bassi; non è raro tuttavia avvertirne la presenza anche alle frequenze radio.

L'effetto nocivo dell'umidità, assai diverso per i vari materiali, è particolarmente sentito nel quarzo, nei vetri, e nei materiali ceramici se rettificati, è assai lieve nell'ipertrolitul e nei materiali simili.

Usando speciali precauzioni per garantire lo stato di perfetta essicazione, le perdite superficiali hanno, rispetto a quelle dielettriche, un'importanza assolutamente trascurabile a tutte le frequenze e non vale la pena di complicare la trattazione introducendo una corrispondente resistenza in parallelo; se, in particolari condizioni, ciò non fosse verificato, si sarebbe sempre incerti sul valore da attribuire alla resistenza superficiale, data la sua estrema variabilità con le condizioni di umidità.

Nei condensatori di precisione, specialmente se isolati in quarzo e destinati a misure a basse frequenze, si pongono all'interno dello schermo essicanti come anidride fosforica (P_2O_5) e cloruro di calcio ($CaCl_2$); questa è un'ottima precauzione in tutti i casi; in generale tuttavia la conservazione negli ambienti di laboratorio è garanzia sufficiente per la buona manutenzione.

b) Perdite dovute alla resistenza R in serie.

Si sono già esaminate l'origine delle varie componenti della R e la loro dipendenza dalla frequenza e dalla posizione del rotore. Comunemente si può con buona approssimazione considerare R costante entro limiti assai vasti.

Ammesso ciò consideriamo la parte reale della [3], mettendo in rilievo la quantità G/ω e lasciando da parte il denominatore, che risulta comune ai due termini, poichè interessa sopra tutto l'importanza relativa, che essi hanno alle varie frequenze

$$\left(\frac{G}{\omega}\right) \omega + R\,(\omega\, C)^2 .$$

I singoli termini, trattandosi di conduttanze equivalenti in parallelo, rappresentano una misura delle corrispondenti perdite, cui sono direttamente proporzionali: si deduce così che la perdita dovuta alla resistenza in serie R cresce al crescere della frequenza.

In presenza dei valori normali di G/ω (qualche unità di 10^{-14} $\frac{\text{siemens}}{\text{radianti / secondi}}$) e di R (qualche centesimo di ohm), il secondo termine è, a bassa frequenza, assolutamente trascurabile, almeno finchè i valori di capacità massima, come nei condensatori comunemente usati, si limitano a $1000 \div 2000$ μμF.

Col crescere della frequenza il secondo termine cresce in misura notevolmente più forte del primo. A 1000 Hz, frequenza generalmente usata per la verifica della grandezza G/ω, la costanza di questa, con il variare della capacità, resta ancora confermata entro i limiti degli errori sperimentali, nei condensatori dotati di valori G/ω ed R degli ordini di quelli sopra accennati.

Basta invece, che R assuma dei valori di decimi di ohm o più, come può capitare in costruzioni scadenti o per effetto di qualche contatto cattivo, perchè la perdita dovuta alla R divenga una parte notevole della totale. La costanza della quantità G/ω resta naturalmente turbata. A radiofrequenza, la perdita dovuta alla R, mentre resta trascurabile per bassi valori di capacità, diventa predominante per quelli alti e ciò in misura tanto maggiore quanto più alta è la frequenza.

Alle frequenze acustiche le perdite si riducono dunque nei buoni condensatori, con capacità massima non troppo elevata, alle sole perdite dielettriche, e sono perciò costanti col variare della capacità. A radiofrequenza si aggiunge il termine variabile dovuto alla R; le perdite sono crescenti col crescere della capacità e pertanto le determinazioni eseguite, col semplice metodo di sostituzione in parallelo, non sono sempre possibili senza errori di entità non tollerabile.

PARTE II.

METODI DI MISURA A RADIOFREQUENZA DEI PARAMETRI FONDAMENTALI CHE DETERMINANO LE PERDITE E LA CAPACITÀ EFFETTIVA NEI CONDENSATORI VARIABILI IN ARIA.

5. - Introduzione.

Lo spunto di questo lavoro è stato tratto dalla necessità di sottoporre alcuni condensatori variabili campioni ad un esame rigoroso per quello che riguarda il loro comportamento a radiofrequenza. Lo scopo non era quindi quello di fare una semplice esposizione o tanto meno una critica dei vari metodi ideati per l'esame dei condensatori variabili in generale, ma bensì quello di esaminare la loro possibilità di applicazione a questo caso particolare.

Date le esigenze di precisione, soltanto pochi di tali metodi si prestano allo scopo prefissato. Tuttavia, per fare una esposizione completa dell'argomento, si descriveranno rapidamente tutti i metodi più importanti proposti e sperimentati fino ad oggi per la misura delle perdite oppure dei parametri fondamentali nei condensatori variabili, e si vedrà caso per caso la attitudine ed i limiti di frequenza per l'applicazione in generale o allo scopo particolare che più specialmente ci siamo prefissato.

Nel campo delle radiofrequenze non troppo elevate (cioè fino a 10 MHz) che qui si intende esaminare, vi sono due categorie fondamentali di metodi:

quelli a ponte e quelli di risonanza. Esistono ormai in commercio ponti con funzionamento soddisfacente fino alla frequenza di 5 MHz; il loro uso presenta molti dei vantaggi che, alle basse frequenze, hanno dato ai ponti la prevalenza su ogni altro metodo. La costruzione dell'apparecchiatura risulta tuttavia assai più complicata per le difficoltà che si incontrano nella schermatura, e quindi il suo costo è notevole. I metodi di risonanza sono invece, in generale, di installazione immediata con i mezzi a disposizione di un laboratorio; entro certi limiti delle grandezze da misurare, essi dànno ottima sensibilità e precisione, se, nella loro attuazione, si tengono presenti i molteplici accorgimenti necessari in alta frequenza: essi sono quindi ancora quelli più generalmente usati.

6. - Metodi di risonanza.

Il condensatore in esame fa parte di un circuito di misura, che viene accoppiato assai debolmente ad un oscillatore a tubi elettronici e portato in risonanza sulla frequenza di misura, mediante conveniente scelta della bobina e mediante regolazione del condensatore di riferimento, se presente, o di qualche altro condensatore incluso a tale scopo nel circuito, il quale comprende inoltre un dispositivo per la determinazione della propria resistenza o delle variazioni di resistenza o di conduttanza del circuito stesso e lo strumento per la misura o l'indicazione della corrente o della tensione.

Per ottenere ottima precisione e sensibilità nelle misure di perdite assai piccole, quali sono quelle presentate dai condensatori variabili, occorre costituire il circuito con elementi a perdite minime; infatti quanto più piccola è la perdita complessiva del circuito, tanto più importanza assume, relativamente ad essa, la perdita in esame, e quindi tanto maggiore sarà l'effetto che la sua presenza, od una sua variazione, esercita sulla tensione e sulla corrente del circuito. Sotto questo aspetto è assai preferibile usare, come strumenti di misura, voltmetri elettronici piuttosto che termocoppie, adoperate esclusivamente pochi anni fa e la cui resistenza può rappresentare una parte notevole, se non preponderante, della resistenza complessiva del circuito oscillatorio. I voltmetri elettronici, oltre a presentare una grande impedenza di entrata, che, anche in misure delicate, rappresenta una correzione limitata, possiedono molteplici altri vantaggi di sicurezza, di resistenza ai sovraccarichi, di comodità e di rapidità di misura. La sostituzione dei voltmetri elettronici alle termocoppie risulta giustificata anche in quei casi in cui, per la determinazione della resistenza in serie, si ricorre alla curva di risonanza; infatti se si opera su circuiti ottimi, come sono quelli richiesti dalle misure su condensatori variabili, le curve di risonanza della corrente e della tensione ai capi del condensatore hanno praticamente andamento identico.

La maggior parte della resistenza dei circuiti risiede nelle bobine; facendo uso di bobine in aria a conduttori in tubo o in piattina di rame,

preferibilmente argentato, si ottengono valori di resistenza sufficientemente bassi, per ottenere ottima sensibilità e precisione nelle misure.

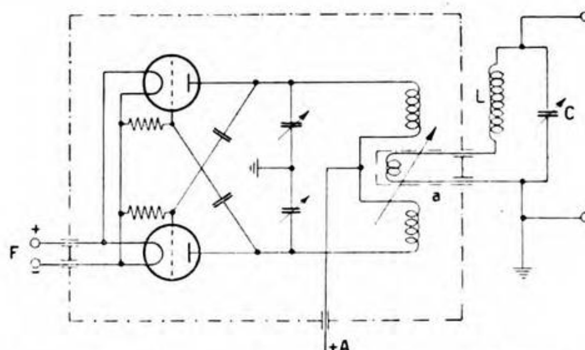


Fig. 6. — Accoppiamento induttivo del circuito di misura *LC* ad un generatore in controfase: *a* - schermo elettrostatico.

Il circuito di misura viene alimentato da un generatore attraverso un accoppiamento che può essere o induttivo (fig. 6) o capacitivo (fig. 7).

Si può dimostrare che, se la misura avviene su circuiti buoni (con coefficiente di risonanza maggiore di 100), mediante osservazione della tensione di risonanza ai capi del condensatore, l'accoppiamento induttivo e quello capacitivo sono equivalenti nei riguardi di tutti i metodi che servono alla determinazione della resistenza di circuiti oscillatori.

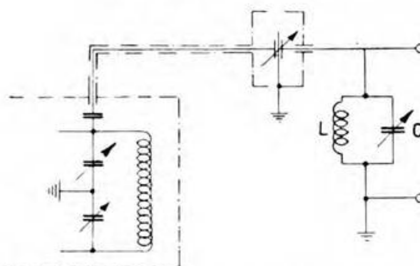


Fig. 7. — Accoppiamento capacitivo.

È tuttavia essenziale che, nell'accoppiamento induttivo, la f.e.m. indotta sia perfettamente costante durante un'intera misura. Per l'accoppiamento capacitivo lo stesso requisito sussiste per la corrente derivata dal generatore nel ramo contenente il condensatore di accoppiamento in serie col circuito di misura; poichè l'impedenza di questo varia di grandezza e di fase durante il passaggio del circuito attraverso la condizione di risonanza, è fondamentale per questo caso che la reattanza X, corri-

spondente alla capacità di accoppiamento, sia grande rispetto alla resistenza dinamica R del circuito, cioè che la tensione di risonanza ai capi di questo venga mantenuta piccola rispetto a quella del generatore.

La corrente nel ramo di misura è data dalla relazione:

$$I = \frac{V}{\sqrt{X^2 + R^2}} \simeq \frac{V}{X}\left(1 - \frac{R^2}{2\,X^2}\right),$$

dove V è la tensione fornita dal generatore.

Affinchè I si mantenga costante, per esempio entro l'1 %, cioè sia $R^2/2\,X^2 \leq 0{,}01$, occorre che sia $X \geq 7{,}1\,R$; la tensione ai capi del circuito su cui si opera non deve superare $V/7{,}1$ volt. In presenza di resistenze dinamiche dell'ordine delle centinaia di kiloohm, X deve assumere valori dell'ordine dei megaohm, a cui tra 10^6 e 10^7 Hz corrispondono capacità di accoppiamento di frazioni di micromicrofarad.

Per ottenere la perfetta costanza della f. e. m. indotta o della corrente derivata, occorre inoltre disporre di un generatore che sviluppi una potenza notevole con ottima stabilità nella frequenza e nella ampiezza di oscillazione. Infatti, per evitare retroazioni del circuito di misura sul generatore, e conseguentemente variazioni nella frequenza e nella ampiezza della f. e. m. indotta o della corrente derivata durante il passaggio del circuito attraverso l'accordo, occorre che l'accoppiamento sia assai lasco, cioè che la potenza ceduta al circuito di misura rappresenti una frazione minima di quella dell'oscillatore. È chiaro che, affinchè ai capi del circuito di misura si sviluppi in condizione di risonanza la tensione richiesta, di qualche volt o al massimo di poche decine di volt, detta condizione è verificata con tanta maggiore sicurezza (perchè l'accoppiamento può essere più lasco), quanto più potente è l'oscillatore. Una potenza di alcuni watt è in genere sufficiente allo scopo.

Queste considerazioni valgono più particolarmente per i metodi di variazione di reattanza, che si basano su spostamenti lungo la curva di risonanza, e per il metodo di resistenza addizionale.

Nei metodi di confronto invece, il circuito viene a trovarsi in risonanza ed alla stessa tensione nelle due fasi successive di misura; esso si presenta perciò nelle stesse condizioni agli effetti dell'assorbimento di potenza e quindi una leggera retroazione sul generatore non può portare ad errori sensibili, semprechè l'accoppiamento sia sufficientemente lasco per escludere la possibilità di salti di frequenza dell'oscillatore al passaggio da una fase di misura all'altra.

Il modo più semplice per attuare l'accoppiamento al generatore, è quello di farlo avvenire liberamente, distanziando ed orientando convenientemente l'oscillatore fino ad ottenere la tensione voluta nel circuito di misura. Dato che l'accoppiamento risulta capacitivo per una parte non ben definita, occorre che siano soddisfatte le condizioni prima esposte nei riguardi della tensione ai capi del circuito di prova.

Se le operazioni di misura richiedono modifiche al circuito, come l'introduzione di resistenze aggiuntive, tale accoppiamento non dà

garanzia di perfetta costanza attraverso le successive fasi di misura a causa dei piccoli accoppiamenti capacitivi, che necessariamente vengono introdotti insieme a questi elementi di sostituzione. In questi casi è necessario interporre tra il generatore ed il circuito uno schermo elettrostatico o meglio sistemare questo in un'apertura praticata nella schermatura dell'oscillatore, in corrispondenza della bobina del circuito accordato del generatore stesso; l'accoppiamento diviene solamente induttivo e, oltre al pericolo di accoppiamenti capacitivi, si evita anche la limitazione riguardante la tensione ai capi del circuito.

Tale tipo di accoppiamento risulta assai conveniente anche in quei casi, in cui la misura implichi l'esame di un circuito definito ([6]) ed escluda pertanto l'inserzione nel circuito di un elemento d'accoppiamento che comporti un aumento inaccettabile di resistenza.

Nella maggior parte dei metodi la perdita del condensatore in esame si determina invece mediante una variazione della perdita complessiva del circuito; la resistenza relativa all'accoppiamento non influisce sui risultati, purchè rimanga costante durante la misura. In questi casi si preferisce far uso di un oscillatore perfettamente schermato, per escludere con maggior sicurezza ogni accoppiamento capacitivo con parti del circuito di misura, ed attuare un accoppiamento di più facile e più rapida regolazione, o mediante una bobina di poche spire inserita nel circuito e disposta nell'interno del generatore (fig. 6) o mediante un condensatore-schermo variabile (fig. 7).

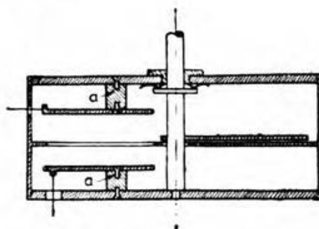


Fig. 8. — Condensatore-schermo per accoppiamento capacitivo: *a* - isolante.

L'accoppiamento capacitivo ottenuto per mezzo del condensatore-schermo rappresentato in figura 8, presenta il notevole vantaggio di essere facilmente applicabile a qualunque generatore e di consentire una disposizione particolarmente semplice dell'apparecchiatura. Per soddisfare alle condizioni relative alla tensione ai capi del circuito di misura, si richiedono capacità dell'ordine dei decimi e dei centesimi di micromicrofarad. Esse si ottengono regolando l'apertura del diaframma interposto fra le due armature, per mezzo del disco girevole posto a terra insieme al diaframma ed alla schermatura che racchiude il condensatore.

([6]) Si veda la classificazione dei metodi di risonanza in questo stesso paragrafo.

Si vengono così ad introdurre nel circuito (fig. 9) la capacità C_s fra l'armatura connessa al circuito e la schermatura, e la conduttanza G_{es}, equivalente alla corrispondente perdita

$$G_{es} = \left(\frac{G_s}{\omega}\right) \omega + R_s (\omega C_s)^2$$

(G_s = conduttanza equivalente dell'isolante che sostiene l'armatura collegata al circuito; R_s = resistenza del collegamento).

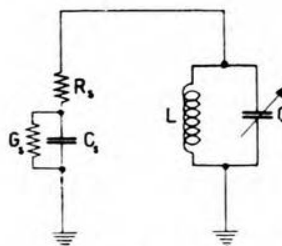


Fig. 9. — Disposizione schematica del condensatore-schermo per accoppiamento capacitivo, rispetto al circuito di misura.

Sebbene C_s e G_{es} non possano influenzare direttamente i risultati nei metodi di confronto e di sostituzione, è tuttavia conveniente ridurli al minimo. Ciò acquista poi importanza fondamentale, qualora si voglia far uso di questo condensatore nei metodi del terzo gruppo ([6]) i quali, come si è fatto rilevare, implicano misure su circuiti con elementi definiti. La capacità C_s entra in quella complessiva del circuito; occorre tuttavia che essa e la quantità G_s/ω relativa all'isolante siano sufficientemente piccole perchè la conduttanza G_{es} dia luogo ad una correzione limitata, e possibilmente trascurabile, rispetto a quella del condensatore in prova. Praticamente si possono ottenere condizioni soddisfacenti proporzionando opportunamente il condensatore ed adoperando isolante di piccole perdite, quali materiali ceramici o trolitul schermato o collocato in punti a campo elettrico debole.

Come si è accennato precedentemente, è essenziale disporre di un generatore con ottima stabilità di frequenza e di ampiezza di oscillazione. Per ottenere la perfetta costanza di frequenza, sarebbe preferibile fare uso di un triodo oscillatore, eventualmente stabilizzato mediante quarzo, seguito da uno stadio amplificatore di disaccoppiamento. In pratica l'impiego di un generatore in controfase, con valore relativamente grande di capacità nel circuito risonante, dà garanzia sufficiente di buona stabilità, anche nei metodi di variazione di reattanza in cui ciò ha più particolarmente importanza. Occorrono invece alcune precauzioni per evitare variazioni nell'ampiezza; specialmente in misure che richiedano sensibilità elevate, variazioni anche lievi sarebbero causa di errori notevoli, poichè producono nel circuito di misura variazioni della tensione e della

corrente di risonanza uguali a quelle che, nel corso delle misure, derivano dalle variazioni di resistenza che si vogliano misurare.

Una causa di instabilità delle oscillazioni risiede nelle tensioni di alimentazione del generatore. L'alimentazione mediante accumulatori è ancora la più sicura, poichè fornisce la corrente più stabile; occorre tuttavia, che, specialmente in misure delicate, si abbia cura nel loro trattamento ed impiego e nell'esecuzione delle connessioni e dei contatti che portano la corrente al generatore.

Altre instabilità possono derivare da contatti incerti tra parti di schermature, o perchè queste non sono messe a terra convenientemente; inoltre da contatti difettosi nel circuito di misura o da un accoppiamento non perfettamente costante di questo al generatore.

I vari metodi di risonanza si possono suddividere in quattro gruppi:

1) *Metodi assoluti.* La misura della perdita avviene direttamente mediante un calorimetro.

2) *Metodi di sostituzione.* La perdita viene riferita a quella di un condensatore di costruzione particolare.

3) *Metodi di eliminazione della resistenza dell'induttanza.* La resistenza in serie equivalente alla perdita si ottiene quale differenza fra la resistenza del circuito, determinata sperimentalmente, e la resistenza della bobina di induttanza, calcolata o trovata per altra via.

4) *Metodi speciali.* Essi hanno interesse pratico limitato.

La maggior parte dei metodi di risonanza è rivolta alla determinazione della perdita complessiva dei condensatori, attraverso la misura della conduttanza equivalente totale in parallelo G_t (parte reale della [3]) o della resistenza equivalente totale in serie R_t (parte reale della [4]).

Nella descrizione dei vari metodi si vedrà come si ottengano i valori sperimentali G_t ed R_t. Qui si ricorda brevemente come da essi si possa risalire approssimativamente ai due parametri G/ω ed R, che a radiofrequenza determinano insieme la perdita e caratterizzano i condensatori variabili assai meglio che non l'indicazione dei valori di resistenze o di conduttanze totali, variabilissime colla frequenza e colla capacità.

Un primo modo approssimato è quello di misurare la conduttanza G_t in corrispondenza della capacità iniziale C_i e la resistenza R_t in corrispondenza della capacità massima C_m, considerando i valori ottenuti senz'altro uguali rispettivamente a G e ad R. Scegliendo la frequenza relativamente bassa (centinaia di kilohertz) per la determinazione di G, e relativamente alta per quella di R (alcuni megahertz), gli errori rappresentati dai termini $R\,\omega\,C_i^2$ e $G/(\omega\,G_m)^2$ delle relazioni approssimate seguenti:

$$[3'] \qquad \left(\frac{G}{\omega}\right) + R\,\omega\,C_i^2 = \frac{G_t}{\omega}$$

$$[4'] \qquad R + \left(\frac{G}{\omega}\right)\frac{1}{\omega\,C_m^2} = R_t\,.$$

assumono valori accettabili in casi particolari; così per un condensatore affetto dai parametri $R = 0{,}02\ \Omega$ e $G/\omega = 0{,}02 \cdot 10^{-12} \dfrac{\text{S}}{\text{r/s}}$ con capacità iniziale di 60 μμF e massima di 1000 μμF, le misure compiute a 3 MHz in corrispondenza delle due capacità estreme dànno i due parametri con un errore in eccesso del 6,5 % per G e del 5 % per R.

Mentre per i valori di capacità iniziali che si incontrano nei condensatori variabili, si ottengono per G/ω valori sufficientemente approssimati nella maggioranza dei casi, i valori di R possono riuscire largamente in eccesso, in presenza di capacità massime notevolmente inferiori a 1000 μμF e di valori G/ω grandi $\left(\text{intorno a } 10^{-12} \dfrac{\text{S}}{\text{r/s}}\right)$.

Data la limitata precisione di queste determinazioni, si è trascurata senz'altro la correzione dovuta all'induttanza residua, e si è posto la capacità statica C al posto di quella effettiva C_e nella [3'].

Con maggiore sicurezza i due parametri si ricavano invece, eseguendo due misure di conduttanza G_{t1}, G_{t2} o di resistenza R_{t1}, R_{t2} alla stessa frequenza, in corrispondenza di due capacità differenti. Si ottengono in ognuno dei due casi due equazioni:

$$\left(\frac{G}{\omega}\right) + R\,\omega\,C_{e1}^2 = \frac{G_{t1}}{\omega} \qquad R + \left(\frac{G}{\omega}\right)\frac{1}{\omega\,C_1^2} = R_{t1}$$

$$\left(\frac{G}{\omega}\right) + R\,\omega\,C_{e2}^2 = \frac{G_{t2}}{\omega} \qquad R + \left(\frac{G}{\omega}\right)\frac{1}{\omega\,C_2^2} = R_{.2}$$

nelle due incognite G/ω ed R.

L'approssimazione che si ottiene in esse è scarsa e dipende largamente dai valori dei parametri incogniti, dalla frequenza e dalle capacità in corrispondenza delle quali si eseguiscono le misure; essa aumenta facendo parecchie determinazioni per varie coppie di capacità e calcolando il valor medio. Ciò servirà anche come controllo della costanza dei parametri col variare della capacità, costanza che si è tacitamente ammessa in base alle considerazioni della parte I. Gli effetti dell'induttanza residua, la cui conoscenza si rende necessaria per un'applicazione rigorosa della [3] e della [4], possono essere trascurati (C al posto di C_e nella [3']) soltanto alle frequenze di pochi megahertz, o a frequenze maggiori, qualora sia sufficiente un'approssimazione limitata (10-20 %).

Per una determinazione più precisa si portino in diagramma i valori G_t/ω, oppure R_t, in funzione di ωC_e^2 e di $1/\omega C^2$ rispettivamente; come risulta dalle equazioni [3'] [4'], il diagramma è una retta, la cui intersezione coll'asse delle ordinate fornisce nel primo caso G/ω, nel secondo R, e la cui pendenza è uguale ad R nel primo caso, uguale a G/ω nel secondo.

Ammessa la costanza dei parametri, oltre che al variare della capacità, anche al variare della frequenza, nulla vieta di fare le misure anche a frequenze diverse; se ne tien conto implicitamente nelle ascisse.

La figura 10 riporta le resistenze determinate da Jackson (7) per un condensatore a piatti circolari, mediante il metodo di Moullin (4) in corrispondenza di frequenze e capacità comprese rispettivamente tra 8,6 e 4,7 MHz e tra 338 e 1110 μμF. L'intersezione coll'asse delle ordinate fornisce una resistenza residua $R = 0{,}0045\ \Omega$; la sua costanza al variare della frequenza è verificata approssimativamente, poichè risiede in gran parte nel contatto della filettatura che permette il movimento del piatto mobile. G/ω risulta uguale a $0{,}176 \cdot 10^{-12} \frac{\mathrm{S}}{\mathrm{r/s}}$, moltiplicando la pendenza del diagramma per $2\pi \cdot 10^{-12}$.

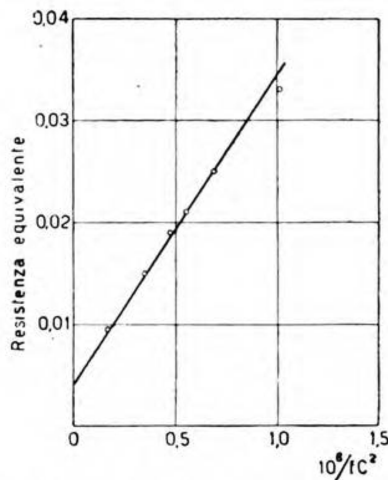


Fig. 10. — Andamento della resistenza equivalente (in Ω) di un condensatore a piatti in funzione di $\frac{10^6}{fC^2}$ (f in MHz, C in μμF).

Apportando ai punti sperimentali le correzioni dovute all'effetto della capacità propria e della radiazione della bobina, si ottiene un diagramma praticamente rettilineo (assai prossimo a quello tracciato in figura 10); questo fatto conferma la costanza di R e di G/ω nel campo di frequenza esaminato.

7. - Metodi assoluti (I gruppo).

L'unico metodo assoluto per la determinazione della perdita nei condensatori è quello calorimetrico. La misura può avvenire semplicemente mediante un calorimetro o, secondo Ramsey, mediante il confronto del

(7) W. Jackson: The analysis of air condenser loss resistance - Proc. I.R.E., 1934, XXII, p. 957.

calore prodotto con quello sviluppato in una resistenza di valore noto, percorsa da corrente continua.

La misura calorimetrica di perdite a radiofrequenza presenta il vantaggio di risultati sicuri entro una gamma di frequenza assai larga. L'impiego di tempo è invece rilevante. Il metodo è adatto nei casi in cui l'elemento in esame sviluppi una quantità di calore sufficiente e sia contemporaneamente di capacità termica ridotta, tale da poter svolgere le misure in un tempo relativamente breve. Esso si presta dunque a misure su condensatori fissi, e particolarmente a misure su materiali dielettrici solidi e liquidi per cui non vi sono le limitazioni nella tensione applicata come nel caso dei condensatori. Gli errori derivanti dalla perdita nelle parti di connessioni che si trovano all'interno del calorimetro o nei sostegni e negli elettrodi dei dielettrici in esame, possono essere ridotti ad entità trascurabili.

Nei condensatori in aria, date le minime perdite in gioco e la capacità termica elevata, il metodo risulta di applicazione lunga e difficile; inoltre la perdita delle connessioni interne al calorimetro può assumere un'importanza non più trascurabile rispetto a quella in esame. Nei condensatori campioni la presenza della schermatura con conseguente aumento delle dimensioni e della capacità termica accresce ulteriormente le difficoltà ed esclude pertanto la possibilità di applicazione a questo caso particolare.

Nonostante le varie difficoltà, Ramsey ha eseguito misure ([8]) su condensatori variabili in aria, facendo uso del suo termometro differenziale.

Il confronto diretto dei risultati di Ramsey con quelli ottenuti in seguito con altri metodi non è certamente un elemento di riferimento sufficiente per giudicare sulla attendibilità di essi, date le diversità nella costituzione e sopra tutto nell'isolante dei condensatori esaminati nei vari casi. Ad ogni modo i risultati di Ramsey concordano assai meglio con quelli ottenuti in seguito mediante metodi più perfezionati, che non con quelli ricavati precedentemente da Weyl e Harris ([9]) e da Callis ([10]), che sembrano affetti da notevoli errori in eccesso. Questo fatto è stato messo in giusto rilievo da Ramsey ([11]) in base alle misure compiute con il suo termometro differenziale.

([8]) R. RAMSEY: The resistance of high-frequency circuits - Phil. Mag., 1926, II, p. 1213.

R. RAMSEY: The resistance of condensers at radio frequency - Phys. Rev., XXVII, 1926, p. 815.

R. RAMSEY a. B. MORRIS: Resistance of air condensers - Phys. Rev., 1929, XXXIII, p. 1076.

([9]) C. N. WEYL a. S. HARRIS: A method of measuring at radio frequencies the equivalent series resistance of condensers intended for use in radio receiving circuits - Proc. I.R.E., 1925, XIII, p. 109.

([10]) C. D. CALLIS: Measurement of the resistance of a condenser at radio frequency - Phil. Mag., 1926, I, p. 428.

([11]) R. RAMSEY: The variation of the resistance of a radio condenser with capacity and frequency - Proc. I.R.E., 1930, XVIII, p. 1226.

L'apparecchiatura di Ramsey consta di due coppe di vetro, chiuse ermeticamente da due lastre di vetro, attraverso le quali passano i fili adduttori della corrente e due tubi di vetro in comunicazione con un tubo a forma di U, pieno di acqua che indica la pressione relativa. Il condensatore in esame viene posto in uno dei recipienti; nell'altro viene collocato un condensatore identico, il quale non viene connesso. Tra i fili viene invece inserita una resistenza di valore ohmico noto R. Si ottiene in questo modo che le due coppe si trovino termicamente nelle identiche condizioni (cioè che in esse eguali quantità di calore prodotto diano luogo a pressioni uguali). Raggiunta l'uguaglianza dei livelli nel tubo ad U, la quantità di calore RI^2 prodotta nella resistenza R da una corrente continua I, risulta quindi uguale alla perdita ri^2 nel condensatore in esame. Dalla misura delle due correnti I ed i si risale immediatamente alla resistenza r incognita.

8. - Metodi di sostituzione (II gruppo).

Il condensatore in esame viene confrontato con un condensatore di riferimento di caratteristiche speciali; a tale scopo esso viene inserito in un circuito oscillatorio, accoppiato nel modo già esposto ad un generatore. Ottenuto l'accordo sulla frequenza di misura, si esclude il condensatore in esame e si ottiene nuovamente la risonanza, o inserendo al suo posto il condensatore di confronto, o regolando la capacità di questo, nel caso in cui rimanga inserito in circuito durante le successive fasi di misura.

Secondo l'inserzione in parallelo o in serie dei due condensatori nella prima fase di misura, si ottengono rispettivamente:

1) i metodi di sostituzione in parallelo,

2) i metodi di sostituzione in serie.

Nel caso ideale, l'introduzione del condensatore di riferimento, oppure la variazione della sua capacità, non sarebbe accompagnata da alcuna variazione di perdita nel circuito e la differenza di perdita di questo nelle due condizioni successive di misura fornirebbe direttamente la perdita incognita del condensatore in esame. In pratica non è possibile costruire un condensatore di riferimento privo di perdita, o di perdita costante al variare della sua capacità; è tuttavia possibile ridurre l'effetto di questa perdita ad entità trascurabili in gran parte delle misure. Dato che col diminuire della perdita che si desidera misurare, la sua influenza sui risultati delle prove aumenta, appare necessario conoscerne il valore, almeno approssimativamente. Ciò assume importanza particolare, qualora si voglia estendere questo metodo alla misura delle perdite dei condensatori campioni, e si richieda pertanto ottima precisione nelle determinazioni. Poichè la misura della perdita introdotta dal condensatore di riferimento non è sempre possibile a causa della piccola entità e della mancanza di elementi di confronto, occorre accettare, in qualche caso, il

valore approssimato determinato mediante calcolo (ad esempio col metodo di Dye (2)).

In tutti i metodi di sostituzione, la resistenza o la conduttanza equivalente alla perdita incognita si deducono dalle variazioni di resistenza o di conduttanza del circuito, che comprende il condensatore in esame.

Prima di passare alla descrizione dei vari metodi, sarà pertanto utile richiamare come si possano determinare per via sperimentale le variazioni di resistenza o di conduttanza di circuiti oscillatori, facendo speciale riferimento al caso di misure su condensatori variabili in aria, in cui tali variazioni sono particolarmente lievi.

Il metodo che normalmente si usa per effettuare tale determinazione è noto sotto il nome di *metodo di confronto*. Avvenuta la sostituzione del condensatore in prova con quello di riferimento, le resistenze che devono essere aggiunte in serie al ramo capacitivo o in parallelo al circuito di misura, perchè lo strumento segni nuovamente l'indicazione che si leggeva prima della sostituzione, forniscono rispettivamente le variazioni di resistenza o di conduttanza cercate.

Per raggiungere buona precisione nelle misure, occorre prima di tutto portare il circuito in condizioni di sensibilità elevate. Ciò si ottiene riducendo al minimo la sua resistenza; ammesso che questa sia per esempio di 1 Ω e che si voglia determinare una variazione di 0,1 Ω colla sensibilità dell'1 %, occorre che lo strumento permetta di apprezzare almeno una variazione del 0,1 %. È evidente che, se la resistenza del circuito è minore, la stessa determinazione può avvenire con maggior precisione a parità di sensibilità dello strumento.

L'uso di voltmetri elettronici amplificatori, con compensazione della corrente continua nello strumento indicatore, in modo da poter usare strumenti assai sensibili, permette di apprezzare agevolmente variazioni di 0,1 % ÷ 0,01 % nella tensione, cioè nella resistenza o nella conduttanza del circuito di misura, il che è sufficiente nella maggior parte dei casi.

Non è praticamente possibile costruire, per le frequenze radio, resistenze variabili piccole (frazioni di ohm) o grandi (megaohm) come occorrono per l'inserzione in serie o in parallelo. Quindi normalmente si fa uso di una serie di resistenze fisse di riferimento e si procede per interpolazione fra due resistenze che comprendano il valore incognito, operazione notevolmente facilitata dalla linearità della curva di taratura resistenze aggiuntive-deviazioni del voltmetro (12). Lo schema di massima di un voltmetro adatto a queste misure (13), può essere quello di figura 11, con diodo rettificatore e triodo amplificatore di corrente continua: la compensazione dello strumento è ottenuta con un triodo di caratteristiche uguali al primo, per ridurre l'importanza di variazioni delle tensioni di alimentazione. La tensione di polarizzazione per il

(12) M. Boella: Misure ad alta frequenza dell'angolo di perdita di dielettrici - L'Elettrot., 1932, XIX, p. 99.

(13) M. Boella: Prove su isolatori per linee ad onde guidate - A. F., 1932, I, p. 221.

diodo 18 è ottenuta mediante il secondo diodo 17 direttamente alimentato dall'oscillatore: si attenua fortemente l'effetto di eventuali variazioni della tensione oscillatoria prodotta dal generatore, le quali provocano talvolta instabilità dello strumento di misura.

Le resistenze aggiuntive per la determinazione delle variazioni di resistenza in serie sono costituite da fili di manganina o di costantana, sufficientemente sottili per evitare aumenti di resistenza per effetto di pelle, rispetto al valore tarato a corrente continua. Le leghe di nichel-cromo presentano in genere una permeabilità non indifferente e quindi non trovano impiego, nonostante la loro elevata resistività. Nella misura di resistenze assai piccole (frazioni di ohm) occorre avere alcune precau-

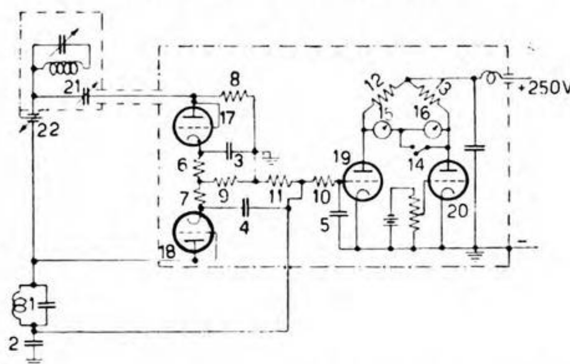


Fig. 11. — Rappresentazione schematica di un voltmetro compensato per misure su condensatori variabili in aria. 1 - Circuito di misura; 2, 3, 4, 5 - Condensatori a mica 10^{-8} F; 6, 7 - Resistenze $10^4\ \Omega$; 8 - Resistenza $10^5\ \Omega$; 9, 10 - Resistenze $10^6\ \Omega$; 11 - Resistenza $10^7\ \Omega$; 12, 13 - Resistenze $2 \cdot 10^4\ \Omega$; 14 - Interruttore per variare la sensibilità di misura; 15 - Milliamperometro 3 mA, con zero centrale; 16 - Microamperometro 200 μA; 17, 18, 19, 20 - Triodi F.I.V.R.E. 76; 21, 22 - Condensatore variabile 100 $\mu\mu$F e condensatore-schermo (come in figura 8), all'uscita del generatore.

zioni per evitare gli errori dovuti a resistenze di contatto nei punti di inserzione, o a perdite nei sostegni del filo resistivo. Sotto questo aspetto risulta assai conveniente la disposizione di figura 12: il filo resistivo è sostenuto da due tondini di rame, distanziati da una lastrina di materiale isolante (fig. 12 *a*). Le resistenze così costituite vengono inserite tra due pozzetti di mercurio al posto di un archetto di rame (fig. 12 *b*), che fa da corto circuito e che viene munito di un'identica lastrina isolante in modo da riprodurre esattamente (a meno il piccolo tratto in corrispondenza del filo resistivo) i sostegni del filo resistivo: la variazione di resistenza che viene introdotta nel circuito è quindi rappresentata unicamente dalla resistenza del tratto di filo inserito.

La disposizione di fili resistivi tesi tra blocchetti di ottone (fig. 13), nella quale, mediante le varie combinazioni di inserzioni di spine coniche,

si può ottenere agevolmente un certo numero di valori di resistenza, è assai utile nei casi in cui le resistenze non scendano sensibilmente sotto 1 Ω o valori inferiori, qualora non sia richiesta una precisione assai elevata. Nel caso di resistenze piccole le incertezze relative alle resistenze dei blocchetti e sopra tutto dei contatti delle spine causano seri dubbi sulla precisione delle misure.

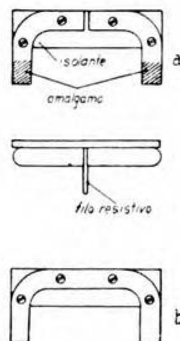


Figura 12.

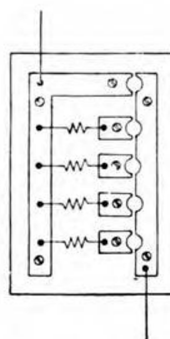


Figura 13.

Fig. 12 e 13. — Dispositivi per la determinazione della resistenza in serie o delle variazioni di resistenza del circuito di misura.

A causa dell'induttanza L_0 del filo resistivo, l'inserzione delle resistenze ΔR rende necessaria una diminuzione della capacità del condensatore posto in serie al dispositivo per riportare il circuito in risonanza; inoltre la capacità C_0 che sempre viene a disporsi in parallelo al dispositivo, dà luogo ad una resistenza effettiva

$$\Delta R_e = \frac{\Delta R}{(1 - \omega^2 L_0 C_0) + (\omega \Delta R C_0)^2}$$

leggermente differente da quella ΔR del filo resistivo.

Dati i piccoli valori di resistenza, e quindi la presenza di tratti di filo assai corti, le correnti che ne nascono risultano in genere trascurabili alle frequenze considerate (fino a 10 MHz); C_0 dipende dalla disposizione sperimentale e può essere mantenuta entro limiti accettabili.

Le uniche resistenze a valore ohmico elevato che si prestino alle misure come ammettenze addizionali in parallelo sono quelle colloidali; esse non risentono l'effetto di pelle e si possono quindi tarare con corrente continua. A causa di effetti capacitivi, esse presentano tuttavia, al di sopra di certi valori di resistenza e di frequenza, resistenze inferiori a quelle nominali ([14]). Occorre quindi limitarsi nelle misure all'impiego di valori relativamente bassi: per mezzo di partitori di tensione capacitivi

---

([14]) M. Boella: Sul comportamento alle alte frequenze di alcuni tipi di resistenze elevate in uso nei radiocircuiti - A. F., 1934, III, p. 132.

(fig. 14) ([13]) essi vengono convenientemente moltiplicati in modo da presentare, per il circuito di misura, i valori assai alti che occorrono (fino a valori dell'ordine delle centinaia di megaohm).

Dato che in questo caso è lecito mettere in parallelo (ma non in serie) due o tre resistenze, la determinazione del valore cercato è più agevole e più rapida che non con le resistenze in serie, in special modo se si dispone di una serie numerosa di resistenze con valori convenientemente scalati fra di loro. Mediante combinazione opportuna di esse si riesce allora a comporre a tentativi il valore incognito anche senza ricorrere ad alcuna interpolazione. L'uso di queste resistenze, anzichè di quelle in serie, richiede tuttavia l'applicazione dei partitori, in cui le induttanze delle connessioni possono essere fonti di errori notevoli; mediante conveniente scelta dei valori di capacità, e con opportuna esecuzione dei partitori e disposizione di essi in immediata vicinanza del condensatore, in modo da ridurre le connessioni al minimo, essi possono trovare applicazione anche alle frequenze dell'ordine di 10 MHz.

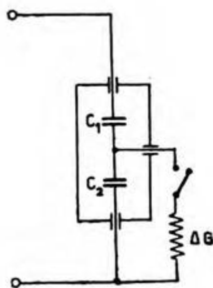


Fig. 14. — Rappresentazione schematica di un partitore di tensione capacitivo.

Un'altra causa di errore risiede nella determinazione del fattore moltiplicativo dei partitori capacitivi:

$$K = \left(\frac{C_1 + C_2}{C_1}\right)^2 . \qquad [11]$$

Anche tenendo conto nelle due capacità C_1 e C_2 delle lievi correzioni dovute alle capacità verso lo schermo, che racchiude i due condensatori, la precisione in K non può essere molto spinta. Infatti C_1, che è la minore delle due capacità e quindi determina in primo luogo la precisione in K, è generalmente inferiore a 100 μμF per limitare al minimo possibile la capacità introdotta dal partitore nel circuito di misura. Com'è noto, è assai difficile ottenere, nella misura di capacità così piccole, approssimazioni superiori all'1 %; occorre quindi accettare, nella maggior parte dei casi, errori superiori al 2 % nel fattore K.

Per rendere più agevoli le misure, Cooper ([15]) e recentemente Röhde ([16]), hanno pensato di applicare dei dispositivi, che per via indiretta permettano di attuare una resistenza variabile a valor ohmico elevato.

Il primo (fig. 15) fa uso di un condensatore differenziale a capacità totale costante; nei due collegamenti delle capacità parziali sono inserite due resistenze differenti R ed r (con $R \gg r$). R è costituita da un filo assai sottile, privo di effetto di pelle e quindi tarato in corrente continua. Alla variazione della capacità in serie con R dal valore C_{R1} al valore C_{R2}, corrisponde una variazione di conduttanza che, trascurando l'effetto dell'induttanza dei due rami, viene espressa dalla relazione:

$$\omega^2 R \left(C_{R2}{}^2 - C_{R1}{}^2\right) .$$

L'errore dovuto all'induttanza vieta l'uso del dispositivo applicato da Cooper, valido fino a frequenze dell'ordine di $3 \cdot 10^6$ Hz, per frequenze elevate. Mentre questo dispositivo può dare risultati buoni nella misura su dielettrici, per cui è stato ideato, non sembra che esso possa dar luogo a determinazioni più semplici e più precise di quelle ottenute mediante resistenze additive fisse di valor ohmico elevato, nel caso di conduttanze incognite assai piccole.

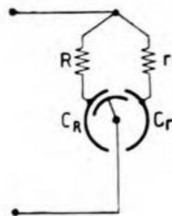


Figura 15.

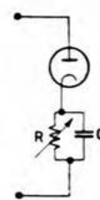


Figura 16.

Fig. 15 e 16. — Dispositivi atti a fornire una resistenza a radiofrequenza variabile, di valore ohmico elevato.

Il dispositivo di Rohde-Schwarz è costituito da un diodo raddrizzatore (fig. 16) di caratteristiche speciali: bassa resistenza interna (500 Ω), piccola capacità (0,5 μμF) e piccole perdite (tg $\delta = 3 \cdot 10^{-4}$). Ammesso inoltre che possa venire sviluppata, nel circuito di misura, una tensione non inferiore a 15 V e che la capacità C sia grande, la resistenza d'entrata del diodo, agli effetti dell'alta frequenza, è data, secondo le deduzioni teoriche, da metà del valore della resistenza variabile R (percorsa da corrente continua), entro limiti di resistenza larghissimi (fino al valore minimo di 5000 Ω) e fino a frequenze dell'ordine di 10^8 Hz.

Il dispositivo si presenta di uso conveniente anche nelle misure su condensatori variabili fino a valori di resistenza non troppo elevati; nel

([15]) P. COOPER: A new loss — measuring device and its application to high — frequency measurements - Phil. Mag., 1927, III, p. 625.

([16]) L. ROHDE u. H. SCHWARZ: Dampfungsmessungen bei Meterwellen - H. F. Techn. u. El. Ak., 1937, L, p. 98.

caso particolare dei metodi di sostituzione, le perdite dielettriche non hanno effetto sui risultati, poichè restano costanti durante le misure; occorre tuttavia che nel diodo adoperato, l'errore dovuto al tempo di transito finito degli elettroni non superi, per la frequenza massima di misura, il valore fissato in base ai limiti di precisione richiesti. Nei diodi comuni, in cui la distanza anodo-catodo è di circa 1 mm, l'errore calcolato secondo Megaw [17] colla relazione:

$$\frac{6,8 \cdot f \cdot a}{\sqrt{V_m}} \qquad [12]$$

(f = frequenza in megahertz; a = distanza anodo-catodo in centimetri; V_m = valore massimo della tensione applicata in volt) risulta dell'1,8 % a 10 MHz in corrispondenza di una tensione applicata di valore efficace V = 10 V = $V_m/1,42$.

Invece di misurare direttamente la variazione di resistenza o di conduttanza del circuito, si potrebbe determinarla quale differenza fra i valori relativi a due misure di resistenza o di conduttanza del circuito effettuate, prima e dopo la sostituzione del condensatore in esame, mediante il *metodo di resistenza o di conduttanza addizionale* o con un *metodo di variazione di reattanza*. Sarebbe tuttavia fondamentale per l'applicazione di questo procedimento, che la perdita del circuito fosse ridotta ad un valore paragonabile a quello del condensatore in esame; in caso contrario, errori anche lievi compiuti nelle due misure si ripercuoterebbero in modo inaccettabile sulla differenza. Poichè è possibile raggiungere questa condizione soltanto per particolari frequenze e per valori C/L relativamente elevati [18], tale procedimento non trova normale applicazione per misure su condensatori variabili; si ricorre preferibilmente al metodo di confronto che permette di raggiungere senza difficoltà precisioni assai elevate, quali quelle richieste in queste misure.

a) *Metodo di sostituzione in parallelo.*

La sostituzione del condensatore in esame viene effettuata inserendo al suo posto il condensatore di riferimento (sostituzione completa: figura 17 *a*, *b*) od aumentando semplicemente la capacità di questo, nel caso in cui sia già inserito e rimanga perciò continuamente connesso al circuito (sostituzione parziale: figura 17 *c*, *d*). La variazione di perdita è misurata dalla resistenza ΔR o $\Delta R'$ che occorre mettere in serie (figura 17 *b*, *d*) o preferibilmente dalla conduttanza ΔG o $\Delta G'$ da porre in parallelo al circuito (figura 17 *a*, *c*), affinchè la tensione di risonanza scenda al valore assunto prima della sostituzione; qualora il condensatore di riferimento si possa considerare affetto da perdite trascurabili, ΔR o ΔG rappresentano senz'altro rispettivamente la resistenza equivalente R_{ex} o la conduttanza equivalente G_{ex} incognita.

[17] E. C. S. MEGAW: Voltage measurement at very high frequencies - W. E., 1936, XIII, p. 65.

[18] Si vedano i metodi *c*) e *d*) del terzo gruppo.

Nel caso di misure su condensatori a dielettrico solido, in cui questa condizione è normalmente soddisfatta con buona approssimazione, il metodo di sostituzione in parallelo è il procedimento preferibile per la determinazione delle perdite, data la sua notevole semplicità. Nella misura di condensatori in aria, la mancanza di elementi di confronto con perdite sufficientemente piccole pone invece dei limiti assai più restrittivi alla sua applicazione.

In generale i risultati sono affetti da errori, che variano entro limiti assai larghi, secondo l'entità della perdita e della capacità del condensatore in esame, secondo i valori dei parametri fondamentali R, G ed L del condensatore che serve di riferimento, e secondo la frequenza di misura.

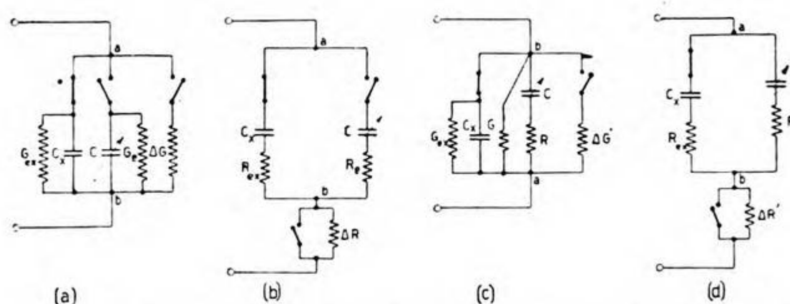


Fig. 17. — Rappresentazione schematica dei quattro procedimenti, secondo i quali può avvenire la misura della perdita del condensatore incognito C_x, mediante il metodo di sostituzione in parallelo.

Nel caso di sostituzione completa, essi derivano dall'introduzione in circuito da parte del condensatore di riferimento (il quale presenta una R, una G ed una L) della relativa conduttanza equivalente G_e, data dalla parte reale della [5], e della corrispondente resistenza equivalente R_e, data dalla parte reale della [4]. La conduttanza equivalente G_{ex} o la resistenza equivalente R_{ex} del condensatore incognito risultano dunque, rispettivamente per il caso di determinazione mediante una conduttanza ed una resistenza additiva, espresse dalle relazioni seguenti:

$$[13a] \qquad G_{ex} = \Delta G + G_e = \Delta G + [G + R\,(\omega\, C)^2] \quad \text{(fig. 17}a\text{)}$$

$$[13b] \qquad R_{ex} = \Delta R + R_e = \Delta R + \left[R + G\left(\frac{1}{\omega\, C}\right)^2\right] \quad \text{(fig. 17}b\text{)}.$$

Nel caso di sostituzione parziale, l'aumento della capacità del condensatore di riferimento da C_1 a C_2 determina un aumento di conduttanza, dato dalla differenza delle parti reali della [5] scritte per C_2 e per C_1, ed una correzione nell'espressione della R_{ex}, che si ottiene uguagliando le perdite nelle due condizioni successive di condensatore incognito compreso

e di condensatore escluso dal circuito; si ha cioè rispettivamente:

[13 c] $$G_{ex} = \Delta G' + R\,\omega^2 (C_2{}^2 - C_1{}^2) \quad \text{(fig. 17 } c\text{)}$$

[13 d] $$R_{ex} = \Delta R' \frac{C_2{}^2}{C_x{}^2} + R\,\frac{C_2 + C_1}{C_x} \quad \text{(fig. 17 } d\text{)}$$

dove si è posto $C_2 - C_1 \simeq C_x$.

Si è accettato lo schema di figura 5 (e la corrispondente relazione [5]) invece di quello più rigoroso di figura 4 (relazione [3]); come si è precedentemente accennato (parte I), per condensatori variabili in aria ottimi, gli errori che per ciò s'introducono nell'espressione della conduttanza, cioè nei termini correttivi delle [13], non superano qualche percento e non hanno importanza in questo caso, in cui la conduttanza entra solamente come correzione.

Per la stessa ragione e per il carattere in genere approssimato delle misure che si eseguiscono per mezzo del metodo di sostituzione in parallelo, si è trascurata inoltre l'induttanza L del condensatore di riferimento, ponendo le capacità statiche al posto di quelle effettive. Gli errori che ne seguono sono accettabili alle frequenze di pochi megahertz ed in ogni caso sono dello stesso ordine di quelli introdotti dalle connessioni. Il tener conto di L in una determinazione precisa avrebbe dunque senso solamente qualora si riuscisse ad eliminare le connessioni; mentre ciò riesce effettuabile in misure su condensatori fissi di piccole dimensioni, nel caso di condensatori variabili in aria l'eliminazione dell'effetto delle connessioni richiede una particolare disposizione del circuito [19].

Qualunque sia dei quattro dispositivi quello che si adotta per la misura, le variazioni di conduttanza ΔG o di resistenza ΔR del circuito, determinate sperimentalmente, risultano in difetto sulle quantità G_{ex} e R_{ex}, che effettivamente spettano all'elemento in esame.

Praticamente, dati i vantaggi di maggior semplicità e rapidità nella determinazione mediante conduttanze additive, anzichè mediante resistenze in serie, si adotta la disposizione (a) e preferibilmente quella (c), in cui la G fa parte degli elementi costanti del circuito e quindi non entra nella correzione. Conviene che la sostituzione venga effettuata in corrispondenza di un valore iniziale C_1 piccolo, cioè possibilmente per la capacità iniziale del condensatore di riferimento, poichè la correzione risulta aumentata, rispetto al caso ideale di capacità iniziale C_1 nulla, nel rapporto seguente:

$$\frac{R\,\omega^2 (C_2{}^2 - C_1{}^2)}{R\,\omega^2 \cdot C_x{}^2} = \frac{C_2 + C_1}{C_x} = 1 + 2\,\frac{C_1}{C_x}\,.$$

L'approssimazione delle misure dipende dai valori che, relativamente a G_{ex}, assume il termine correttivo: $R\,\omega^2 (C_2{}^2 - C_1{}^2)$, dovuto alla resistenza residua del condensatore di riferimento, o con maggior evidenza

(19) Si veda più avanti il metodo di Dye.

TABELLA I.

$tg\,\delta_x$	R											
	$C_x = 1000\ \mu\mu F$				$C_x = 100\ \mu\mu F$				$C_x = 10\ \mu\mu F$			
	C_1				C_1				C_1			
	30	50	70	100	30	50	70	100	30	50	70	100
10^{-2}	0,15	0,145	0,142	0,132	1	0,8	0,64	0,53	2,3	1,44	1,06	0,76
$5 \cdot 10^{-3}$	0,075	0,072	0,07	0,066	0,5	0,4	0,32	0,26	1,15	0,72	0,53	0,38
10^{-3}	0,015	0,0145	0,0142	0,0132	0,1	0,08	0,064	0,053	0,23	0,144	0,106	0,076
$5 \cdot 10^{-4}$	0,0075	0,0072	0,007	0,0066	0,05	0,04	0,032	0,026	0,115	0,072	0,053	0,038
10^{-4}	0,0015	0,00145	0,00142	0,00132	0,01	0,008	0,0064	0,0053	0,023	0,0144	0,0106	0,0076
$5 \cdot 10^{-5}$	0,00075	0,00072	0,0007	0,00066	0,005	0,004	0,0032	0,0026	0,0115	0,0072	0,0053	0,0038
10^{-5}	0,00015	0,000145	0,000142	0,000132	0,001	0,0008	0,00064	0,00053	0,0023	0,00144	0,00106	0,00076

(dividendo la [13 c] per ωC_x) essa risulta definita dal valore del termine

$$[14] \qquad \frac{R\,\omega^2\,(C_2{}^2 - C_1{}^2)}{\omega\,C_x} = R\,\omega\,(C_x + 2\,C_1)\,,$$

rispetto a quello della tg δ_x del condensatore in prova.

Nella tabella I si riportano i valori della resistenza residua R che non devono essere superati, affinchè a 10^6 Hz le misure di tg δ_x, indicate nella prima colonna, su condensatori di capacità 1000, 100 e 10 μμF, avvengano con precisione del 10 % in corrispondenza di varie capacità iniziali.

Alle capacità piccole, inferiori a 100 μμF all'incirca, 10^{-4} deve considerarsi in generale come limite inferiore di angolo di perdita, sia per i condensatori in aria, sia per quelli a dielettrico solido, nei quali tuttavia non ci si avvicina a questo limite per ragioni costruttive. Come risulta dalla tabella riportata, le misure possono essere eseguite con buona precisione, facendo uso di condensatori variabili in aria ottimi, in cui R assume valori dell'ordine del centesimo di ohm.

Si possono tuttavia ottenere precisioni superiori, facendo uso di condensatori a piatti paralleli, in cui la sostituzione del contatto strisciante con un elemento metallico flessibile e la minore lunghezza dei conduttori permette di raggiungere resistenze residue R anche inferiori al millesimo di ohm. L'uso di condensatori a piatti permette inoltre di estendere le misure di angoli di perdita piccoli a capacità superiori, alle quali i condensatori di tipo normale condurrebbero a risultati inaccettabili. Come mostra la tabella, a 1000 μμF una R di 0,001 Ω permette di eseguire misure fino al valore di $7 \cdot 10^{-5}$ con errore inferiore al 10 %. Tale limite è sufficiente per le prove sui condensatori a dielettrico solido, in cui per capacità che non superino sensibilmente 1000 μμF, l'aumento di angolo di perdita dovuto alla resistenza delle armature non è notevole e gli angoli di perdita si mantengono vicini a quelli del materiale dielettrico usato, cioè raggiungono valori minimi leggermente superiori a 10^{-4}. Nei condensatori in aria invece, mentre il termine $G/\omega\,C_x$ dovuto al dielettrico diminuisce coll'aumentare della capacità, quello relativo alla resistenza delle armature $R_x \omega\,C_x$ cresce; in un condensatore variabile $R_x \omega\,C_x$ assume per esempio, in presenza di una resistenza $R_x = 0{,}016$ Ω, i valori 10^{-5}, $5 \cdot 10^{-4}$, 10^{-4} in corrispondenza di 100, 500 e 1000 μμF e fa sì che l'angolo di perdita complessivo non scenda sensibilmente sotto 10^{-4}.

In conclusione, a 10^6 Hz il metodo di sostituzione in parallelo può trovare utile applicazione anche in misure su condensatori in aria di tipo normale ottimi, di notevole capacità (anche alquanto superiori a 1000 μμF) e di piccole perdite (tg $\delta_x = 10^{-4}$), purchè si disponga per il confronto di un condensatore di minima resistenza interna ($R = 0{,}001$ Ω) e la precisione delle misure non debba essere assai elevata.

In tutti i condensatori coll'aumentare della frequenza il termine $R_x \omega\,C_x$ finisce col prevalere su quello dovuto al dielettrico e ciò a maggior ragione se R_x cresce per effetto di pelle. Gli angoli di perdita aumentano

pertanto col crescere sia della frequenza sia della capacità ed i valori minimi richiesti di R si mantengono entro limiti praticamente attuabili. La conoscenza di R permette in tutti i casi la verifica dell'approssimazione raggiunta mediante l'espressione [14].

È tuttavia fondamentale per queste misure che sia eliminato l'effetto della resistenza delle connessioni sui risultati. Un tratto di filo lungo 10 cm e del diametro di 2 mm presenta, alle frequenze di qualche megahertz, una resistenza dell'ordine di 0,01 Ω. Nei casi in cui le connessioni non possano essere praticamente eliminate, occorre adottare la disposizione ideata da Dye appunto nell'intento di estendere il metodo di sostituzione in parallelo alle misure su condensatori in aria di piccole perdite: di essa si tratterà fra breve. Il rendere uguali le resistenze dei tratti che connettono i due condensatori ai punti a e b (fig. 17 c) di comune inserzione nel circuito, non è precauzione sufficiente, poichè i termini additivi di angolo di perdita nelle due fasi di misura:

$$R_c \omega C_x \qquad \text{e} \qquad R_c \omega (C_x + 2 C_1) ,$$

dovuti ad una resistenza R_c uguale per i due rami, possono risultare assai differenti in modo da non eliminarsi nella misura.

Qualora le misure abbiano carattere approssimativo come quelle ora esposte, è superflua una grande precisione nel determinare la variazione di conduttanza ΔG o di resistenza ΔR del circuito. Invece che col metodo di confronto ciò si può effettuare più semplicemente mediante l'uso di un voltmetro a lettura diretta. Dopo lettura delle tre tensioni di risonanza:

V_1 tensione a condensatore di riferimento inserito;

V_2 tensione a condensatore di riferimento inserito dopo aggiunta di una resistenza in serie R_a od una conduttanza in parallelo G_a di valori noti;

V_3 tensione a condensatore incognito inserito;

si risale agli elementi incogniti ([20]) ([21]) mediante le espressioni:

$$[15] \qquad \Delta G = G_a \frac{V_1/V_3 - 1}{V_1/V_2 - 1} ,$$

$$[16] \qquad \Delta R = R_a \frac{V_1/V_3 - 1}{V_1/V_2 - 1} .$$

Entro i limiti di approssimazione ammessi, per cui le perdite introdotte dal condensatore di riferimento risultano trascurabili, ΔG e ΔR si identificano rispettivamente colla conduttanza G_{ex} e colla resistenza R_{ex} equivalenti del condensatore in esame.

La determinazione di V_1 deve essere attuata con precisione tanto maggiore, quanto più V_2 è differente da V_3, cioè G_a da ΔG o R_a da ΔR. Nel caso meno comune di sostituzione parziale ed uso di resistenze addi-

([20]) F. Vecchiacchi: I triodi e la misura degli angoli di fase dei condensatori con il metodo di sostituzione nei circuiti risonanti - L'Elettrot., 1932, XIX, p. 93.

([21]) L. Rohde u. W. Schlegelmilch: Verlustwinkelmessungen mit Hochfrequenz - E.T.Z., 1933, XXIV, p. 580.

tive in serie, la [16], per dare il valore della resistenza equivalente R_{ex} del condensatore in prova, deve essere moltiplicata per C_2^2/C_x^2, come risulta dall'espressione [13 *d*].

b) *Metodo di Dye.*

Dye (²) fa uso di un condensatore a piatti (fig. 18), la cui capacità è costituita di 2 parti, una fissa c (18 μμF), affetta dalla perdita dei sostegni isolanti (Q), e che rimane sempre inserita in circuito; essa è determinata dalle tre braccia di sostegno S e dal blocco di rame M rispetto alla schermatura, che costituisce la seconda armatura. L'altra parte di capacità C è costituita dal disco intercambiabile P, fissato al blocco M mediante tre bulloni; ad essa si può dare il valore occorrente, scegliendo opportunamente il diametro di P. L'unica perdita legata alla capacità C è quella corrispondente alla resistenza metallica R tra i due morsetti del condensatore; dal calcolo essa risulta di circa 0,0005 Ω a 10^6 Hz. La misura avviene secondo lo schema di figura 19. Per eliminare l'effetto delle connessioni dei due rami contenenti rispettivamente il condensatore di confronto e quello in esame C_x, esse sono disposte in modo da avere induttanza e resistenza identiche; inoltre la parte costante di capacità c del condensatore a piatti viene equilibrata da un condensatore variabile aggiuntivo $c_x = c$ nell'altro ramo. In queste condizioni, operando la sostituzione della capacità C con quella uguale C_x del condensatore in prova,

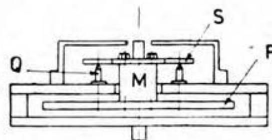


Fig. 18. — Condensatore di riferimento a piatti secondo Dye.

ciò che si ottiene aprendo opportuni bulloni e facendo adagiare il piatto P internamente sulla schermatura, la corrispondente corrente capacitiva si sposta dal ramo di sinistra a quello di destra; l'unica differenza è che essa percorre ora la resistenza in serie equivalente R_{ex} del condensatore in esame anzichè quella R del condensatore a piatti. La differenza ΔR delle resistenze del circuito nei due casi, determinate mediante il metodo per resistenza addizionale, fornisce la R_{ex} per mezzo della [13 *d*].

$$[17] \qquad R_{ex} = \Delta R \frac{C_t^2}{C_x^2} + R \qquad\qquad C_t = C_x + c_x + c\,.$$

Il fattore correttivo $(C_2 + C_1) / C_x$ di R scompare poichè l'effetto della capacità iniziale risulta eliminato. L'approssimazione della misura è data senz'altro dal rapporto in cui sta la resistenza residua R rispetto alla R_{ex} incognita, ossia dal rapporto del termine $R\,\omega\,C_x$ all'angolo di perdita $R_{ex}\omega\,C_x$ del condensatore in esame. Facendo assegnamento sul valore $R = 0{,}0005$ Ω calcolato, $R\,\omega\,C_x$ risulta uguale a $\pi \cdot 10^{-6}$, alla frequenza di 1 MHz, per $C_x = 1000$ μμF. In misure precise non sembra

tuttavia sufficientemente sicuro basarsi su questo valore, date le premesse semplificative poste a base del calcolo e l'incertezza introdotta dalle resistenze di contatto tra gli elementi metallici P, M ed S. Una verifica sperimentale appare possibile solamente per mezzo del metodo di Boella, che sarà esposto in seguito.

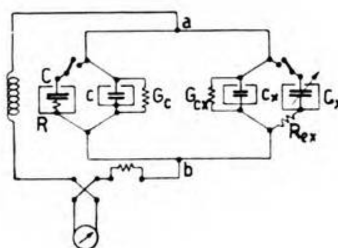


Fig. 19. — Disposizione schematica del circuito di misura nel metodo di sostituzione in parallelo secondo Dye.

Maggiore precisione nella misura di ΔR si potrebbe ottenere mediante il metodo di confronto. In questo metodo appare tuttavia preferibile la determinazione della conduttanza equivalente:

$$G_{ex} = \Delta G + R\,(\omega C_x)^2 \qquad (^{22})$$

invece di quella della resistenza R_{ex}; infatti scompare il fattore correttivo C_t^2/C_x^2 dal termine sperimentale e si evita la determinazione di C_t.

c) Metodo di sostituzione in serie: Boella.

Per evitare l'errore dovuto alla resistenza residua del condensatore a piatti di Dye, Boella [23] applica la sostituzione in serie; egli fa ancora riferimento ad un condensatore a piatti (C in figura 20) le cui resistenza ed induttanza residue si possono considerare costanti al variare della capacità. I due piatti sono sostenuti da supporti isolanti distinti fissati allo schermo, che è posto a terra. Nello schema elettrico (fig. 20) le corrispondenti conduttanze e capacità verso terra sono rappresentate rispettivamente da G', G'' e da C', C''.

La misura avviene nel modo seguente: posti in serie il condensatore a piatti con quello in prova ed ottenuta la risonanza alla frequenza voluta coll'aiuto del condensatore d'accordo C_a, si esclude il condensatore in esame C_x, congiungendo il morsetto o con 2 anzichè con 1. Agendo poi unicamente sul condensatore C, si ottiene nuovamente la risonanza in corrispondenza del valore C_2 di questo. La differenza di perdita nelle due fasi è misurata dalla conduttanza ΔG aggiunta in parallelo al circuito,

(22) Relazione dedotta dalla [17], moltiplicando questa per $(\omega C_x)^2$.

(23) M. BOELLA: Misura diretta della conduttanza di perdita dei condensatori con alte frequenze - A. F., 1935, IV, p. 5.

tale da riportare la tensione di risonanza esattamente al valore assunto prima della sostituzione. L'uso di un voltmetro compensato garantisce una precisione elevata in quest'operazione.

C'' e G'' si riferiscono al piatto superiore mobile: sono grandezze praticamente costanti al variare della capacità e si vengono a trovare in parallelo al circuito; esse non entrano dunque in considerazione nelle misure. Occorre invece tenere conto di C' e di G', elementi che si dispongono in parallelo al condensatore in esame e rappresentano quindi delle correzioni nei corrispondenti elementi di questo; a C' va aggiunta la capacità verso terra del collegamento tra i condensatori C e C_x.

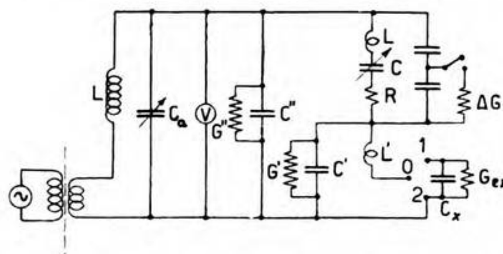


Fig. 20. — Disposizione schematica del circuito di misura nel metodo di sostituzione in serie secondo Boella.

Uguagliando le perdite prima e dopo l'esclusione del condensatore in esame C_x, la conduttanza equivalente incognita G_{ex} viene espressa in funzione della conduttanza G dall'equazione:

[18] $$G_{ex} = \Delta G \left(\frac{C_x + C'}{C_x}\right)^2 - G' .$$

La resistenza residua R del condensatore di riferimento non dà origine ad alcuna correzione, poichè costante e percorsa dalla stessa corrente nei due casi; vi è invece la correzione G' corrispondente alle perdite nei sostegni del piatto fisso del condensatore di riferimento. Più chiaramente appare l'importanza relativa di G' rispetto a G_{ex}, dividendo le due grandezze per ωC_x, considerando cioè la quantità $G'/\omega C_x$ rispetto all'angolo di perdita del condensatore in esame:

$$\frac{G_{ex}}{\omega C_x} = \frac{G_x}{\omega C_x} + R_x \omega C_x .$$

Alle radiofrequenze inferiori e in corrispondenza di capacità piccole, per cui il termine $G_x/\omega C_x$ prevale normalmente su $R_x \omega C_x$, il valore di G'/ω rispetto alla grandezza G_x/ω del condensatore in esame, determina l'approssimazione della misura. Dando forma e disposizione conveniente all'isolante che sostiene il piatto inferiore del condensatore C, in modo da sottrarlo all'influenza del campo elettrico e in particolare di quello tra i due piatti, si ottiene che G'/ω sia costante al variare della capacità C

ed inoltre che esso dia luogo ad una correzione trascurabile nella maggior parte delle misure. In più G'/ω è sensibilmente costante colla frequenza se tale è l'angolo di perdita dell'isolante e se questo non è soggetto ad aumenti a causa di umidità superficiale; G'/ω può venire determinato sperimentalmente per mezzo del metodo di sostituzione in parallelo, dopo aver portato C al minimo.

Contrariamente a quanto avviene col metodo di Dye, le condizioni di approssimazione di misura migliorano col crescere della frequenza e della capacità. Infatti, quando il termine $R_x \omega C_x$ comincia a prevalere su $G_x/\omega C_x$, tg δ_x cresce sia colla frequenza, sia colla capacità, mentre il termine correttivo si mantiene costante al variare della frequenza e diminuisce al crescere della capacità.

A causa dell'induttanza L' del collegamento del piatto fisso al morsetto 1 o 2, G'/ω acquista invece una leggera dipendenza da C_x e dalla frequenza di misura, ma in modo sensibile soltanto per valori contemporaneamente elevati di queste grandezze, alle quali peraltro G'/ω è in genere trascurabile. Anche sotto questo aspetto appare dunque assai conveniente ridurre G'/ω al minimo possibile.

In questo metodo sembra invece preferibile ricorrere alla determinazione della resistenza equivalente in serie R_{ex} del condensatore in esame, sempre per mezzo del metodo di confronto, ma facendo uso di resistenze aggiuntive in serie (ΔR) anzichè di conduttanze in parallelo (ΔG). L'equazione [18], divisa per $(\omega C_x)^2$, fornisce la relazione:

$$R_{ex} = R - \frac{G'}{(\omega C_x)^2} .$$

Mentre restano invariate le considerazioni sull'importanza del termine correttivo in G', questo procedimento presenta il notevole vantaggio di non richiedere la taratura del condensatore a piatti, nè la conoscenza dell'induttanza residua L di questo, ciò che contribuisce notevolmente alla possibilità della estensione di questo metodo alle frequenze elevate, dell'ordine dei 10 MHz. Occorre infatti tener presente che nella [18] C e C_x rappresentano le capacità effettive dei due condensatori e quindi vanno scritte nella forma $C/(1 - \omega^2 LC)$ alle frequenze ed alle capacità per cui i termini $\omega^2 LC$ diventano sensibili rispetto all'unità.

Nell'applicazione di resistenze ΔR del valore di centesimi di ohm e in qualche caso particolare anche solamente di alcuni millesimi, occorre adottare tutte le precauzioni già ricordate precedentemente. È inoltre della massima importanza che la commutazione da 1 a 2 avvenga in modo da non introdurre nessuna variazione di impedenza nel ramo di misura.

d) Metodo di Field e Sinclair.

Esso si basa (¹) sul metodo di sostituzione in parallelo per la determinazione dei parametri R ed L e su quello di sostituzione in serie per la determinazione di G.

Il condensatore variabile in esame stesso funziona da campione; il metodo ha dunque il pregio di non richiedere alcun elemento di riferimento preventivamente tarato o di caratteristiche speciali note, con grande vantaggio per la semplicità delle misure e la sua immediata e facile applicazione. Esso si serve come elementi di confronto unicamente di condensatori fissi, che possono essere scelti con capacità e con perdite convenienti, perchè l'esecuzione delle misure avvenga nel modo più preciso, in relazione alla grandezza dei parametri da determinare. Le misure effettuate determinano, oltre ai parametri ricercati, anche le caratteristiche esatte dei condensatori fissi usati; l'unico requisito è che tali caratteristiche si mantengono rigorosamente costanti durante le varie inserzioni ed esclusioni richieste da ogni determinazione di uno dei parametri.

Si è visto (parte I) che l'ammettenza di un condensatore variabile risulta espressa, in corrispondenza della capacità statica C_1, con buona approssimazione dalla formula seguente:

$$[G + R\,(\omega\, C_{e1})^2] + j\,\omega\, C_{e1}\,.$$

Mettendo in parallelo a questo, un condensatore fisso, di capacità C_x e di conduttanza G_x, elementi per ora sconosciuti, l'ammettenza complessiva (fig. 21) risulta:

$$G_x + j\,\omega\, C_x + [G + R\,(\omega\, C_{e1})^2] + j\,\omega\, \frac{C_1}{1 - L C_1\, \omega^2}\,. \tag{19}$$

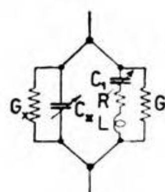


Figura 21.

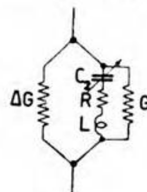


Figura 22.

Fig. 21 e 22. — Rappresentazione schematica del ramo di misura prima (fig. 21) e dopo (fig. 22) l'esclusione del condensatore fisso C_x per la determinazione dei parametri residui R ed L secondo Field e Sinclair.

Affinchè, dopo l'esclusione del condensatore C_x, l'ammettenza torni ad assumere esattamente questo valore, occorre aumentare la capacità C dal valore C_1 al valore C_2 ed aggiungere una resistenza in parallelo di conduttanza ΔG (fig. 22). Il metodo di risonanza e l'uso di un voltmetro elettronico compensato garantiscono che questa operazione avvenga con buona precisione.

In questa seconda fase l'espressione dell'ammettenza assume la forma seguente:

$$[G + R\,(\omega\, C_{e2})^2] + j\,\omega\, \frac{C_2}{1 - \omega^2 L C_2} + \Delta G\,. \tag{20}$$

L'uguaglianza delle due relazioni [19] e [20] fornisce le:

[21] $$G_x = \Delta G + R\,\omega^2 (C_{e2}^2 - C_{e1}^2)\ ,$$

[22] $$C_x = \frac{C_2}{1 - \omega^2 L C_2} - \frac{C_1}{1 - \omega^2 L C_1} \simeq \frac{C_2 - C_1}{1 - \omega^2 L (C_1 + C_2)}\ .$$

Se G_x e C_x fossero conosciute, dalle formule [21] e [22] si potrebbero ricavare R ed L rispettivamente; infatti:

[23] $$R = \frac{G_x - \Delta G}{\omega^2 (C_{e2}^2 - C_{e1}^2)} \simeq \frac{G_x - \Delta G}{\omega^2 C_x (C_1 + C_2)}\ ,$$

[24] $$L \simeq \frac{C_x - (C_2 - C_1)}{\omega^2 C_x (C_1 + C_2)}\ .$$

Dato che G_x e C_x sono invece normalmente grandezze sconosciute, occorrono almeno due determinazioni, in corrispondenza di due coppie di valori C_1, C_2 differenti. La precisione delle misure viene notevolmente aumentata facendo più determinazioni e ricavando la media. Ciò si ottiene agevolmente per via grafica, riportando le conduttanze ΔG, misurate in corrispondenza di varie coppie di valori C_1, C_2, in funzione delle corrispondenti somme $C_1 + C_2$; e così pure riportando le differenze $C_2 - C_1$ in funzione di $C_1 + C_2$. Si ottengono così diagrammi come quelli di figura 23 e di figura 24, dalle cui inclinazioni, tg α e tg β, si passa ai parametri cercati mediante le espressioni:

[25] $$R = \frac{1}{\omega^2 C_x}\,\mathrm{tg}\,\alpha\ ,$$

[26] $$L = \frac{1}{\omega^2 C_x}\,\mathrm{tg}\,\beta\ ,$$

che si deducono dalle [23] e [24]; Gx e Cx restano determinate quali intersezioni dei diagrammi con gli assi delle ordinate.

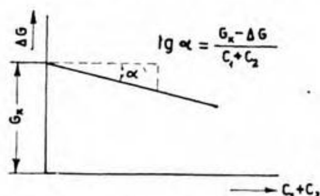


Figura 23.

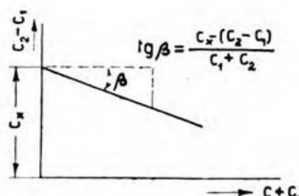


Figura 24.

Fig. 23 e 24. — Diagrammi per la determinazione dei parametri R ed secondo il metodo di Field e Sinclair.

Con l'aumentare della frequenza, gli effetti dei parametri R ed L crescono rapidamente; come appare dalle relazioni [25] e [26], anche le inclinazioni dei diagrammi crescono e la loro determinazione avviene quindi in maniera più precisa, finchè non vengano introdotti errori sensibili dalle varie approssimazioni compiute. Una di esse consiste nell'accettare

la rappresentazione schematica di figura 2 (parte I) e nell'uso dell'equazione [5], la quale corrisponde allo schema di figura 5, mentre, come si è fatto notare allora, quello di figura 4 riproduce meglio la costituzione reale del condensatore. Si è visto inoltre (parte I) che, in presenza di parametri ottimi, gli errori che nascono da tale semplificazione non sono normalmente avvertiti alle frequenze di qualche megahertz a cui questo metodo trova applicazione conveniente, ma che essa può dare luogo a notevoli errori in presenza di parametri L e G/ω elevati; per altro, data la scarsa attitudine per le radiofrequenze di condensatori con caratteristiche mediocri, le limitazioni che ne risultano rivestono in pratica importanza secondaria.

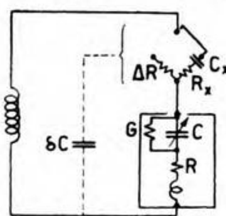


Figura 25.

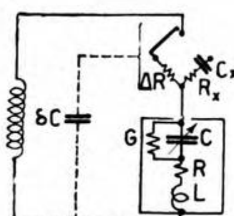


Figura 26.

Fig. 25 e 26. — Disposizione schematica del circuito di misura prima (fig. 25) e dopo (fig. 26) l'esclusione del condensatore fisso C_x per la determinazione del parametro G secondo Field e Sinclair.

Di importanza assai maggiore, poichè limita la frequenza di misura e l'estensione della scala di capacità su cui si può compiere la determinazione di R, è l'approssimazione che si è fatta, per dare alla relazione [23] una forma di facile interpretazione grafica, trascurando un fattore che, in corrispondenza di capacità C_1, C_2 tali che $C_2 - C_1$ sia almeno di alcune volte superiore a C_x, assume l'espressione approssimata $1 - \omega^2 L(C_1 + C_2)/2$. Tutte le ammissioni fatte, compresa quella della costanza di R e di L al variare della capacità, si ripercuotono sulla linearità dei diagrammi, la quale fornisce in tal modo contemporaneamente una riprova della fondatezza di esse.

Similmente, dalla considerazione dell'espressione della impedenza e dall'applicazione del metodo di sostituzione in serie si determina G nel modo seguente: si uguagliano le espressioni dell'impedenza del circuito prima (fig. 25) e dopo (fig. 26) la esclusione del condensatore C_x, e si ottengono le due formule seguenti, in cui S è l'elastanza $S = \frac{1}{C}$:

$$[27] \quad \begin{cases} R_x = \Delta R + \dfrac{G}{\omega^2}\left[\dfrac{S_2^2}{[1+(\delta C)S_2]^2} - \dfrac{S_1^2}{[1+(\delta C)S_1]^2}\right] \simeq \\ \qquad \simeq \Delta R + \dfrac{G}{\omega^2} S_x (S_1 + S_2)\,, \\ S_x = \dfrac{S_2 - S_1}{1 + \delta C\,(S_1 + S_2)}\,. \end{cases}$$

La seconda delle [27] serve unicamente alla determinazione della capacità verso terra δC, di cui occorre tener conto nella prima per conseguire maggiore precisione. Essa acquista importanza soltanto per piccoli valori di C_1 e C_2; ad ogni modo conviene che il circuito sia attuato in modo da ridurre δC al minimo. Così facendo si riduce anche l'importanza del fattore $1 + \delta C (S_1 + S_2)/2$, trascurato nel termine in G della prima.

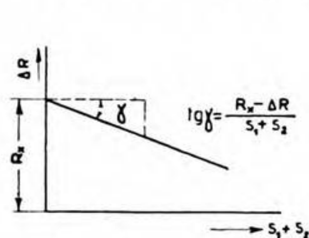


Figura 27.

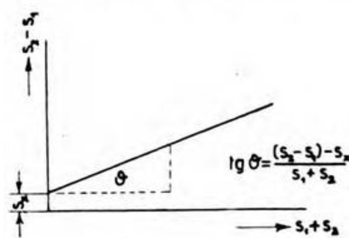


Figura 28.

Fig. 27 e 28. — Diagrammi per la determinazione dei parametri G (fig. 27) e δC (fig. 28) secondo il metodo di Field e Sinclair.

Riportando ΔR e $S_2 - S_1$ in funzione di $S_1 + S_2$, si ottengono due diagrammi rettilinei (nelle condizioni per cui le approssimazioni fatte risultano giustificate), come quelli delle figure 27 e 28, dai quali si ricavano G e δC mediante le espressioni:

$$G = \frac{\omega^2}{S_x} \operatorname{tg} \gamma \; ,$$

$$\delta C = \frac{1}{S_x} \operatorname{tg} \vartheta \; .$$

La determinazione di G riesce dunque più agevole a frequenze più basse. Infatti $\operatorname{tg} \gamma$ cresce in ragione inversa alla frequenza di misura, ammessa la costanza di G/ω.

9. - Metodi di determinazione della resistenza equivalente in serie dei condensatori variabili, mediante eliminazione della resistenza della bobina di induttanza (III gruppo).

Il circuito di misura è costituito dal condensatore in esame e da una bobina di costruzione tale, da permettere la determinazione della sua resistenza a radiofrequenza mediante calcolo o per altra via; una termocoppia oppure un voltmetro elettronico servono per la misura della resistenza del circuito a radiofrequenza. La resistenza del condensatore in prova si ottiene quindi come differenza fra la resistenza del circuito e quella della bobina a cui va aggiunta la resistenza della termocoppia, se presente. Per ottenere risultati attendibili è fondamentale che la resistenza del circuito assuma valori piccoli, dello stesso ordine di grandezza delle resistenze in esame e che il metodo dia contemporaneamente la

possibilità di un controllo sperimentale della resistenza calcolata della bobina. Inoltre la bobina deve essere costituita in modo che gli errori dovuti alla capacità propria distribuita, alle perdite per irradiazione e negli oggetti vicini siano di importanza trascurabile.

La misura della resistenza in serie R_c o della conduttanza in parallelo G_c del circuito viene compiuta mediante il metodo di resistenza o di conduttanza addizionale, o per mezzo del metodo di variazione di capacità o di frequenza.

Nel *metodo di resistenza addizionale*, dalla misura della corrente di risonanza prima (I_1) e dopo (I_2) l'inserzione in serie di una resistenza campione ΔR, si passa alla resistenza incognita R_c del circuito mediante la espressione:

$$R_c = \frac{\Delta R}{I_1/I_2 - 1} .$$

Preferibilmente si fa riferimento alla tensione di risonanza E ai capi del condensatore, misurata mediante voltmetro elettronico prima (E_1) e dopo (E_2) l'inserzione di ΔR, e si ottiene [24]:

[28] $$R_c = \frac{\Delta R}{E_1/E_2 - 1} .$$

Similmente il valore della conduttanza G_c del circuito si deduce da quello della conduttanza addizionale ΔG, mediante la relazione:

[29] $$G_c = \frac{\Delta G}{E_1/E_2 - 1} .$$

Per ottenere buona precisione in queste determinazioni, conviene che ΔR e ΔG siano il più possibile prossimi ai relativi valori incogniti R_c e G_c. Nei circuiti poco smorzati, come occorrono per l'applicazione di questo metodo, le resistenze addizionali ΔR possono assumere valori di frazioni di ohm; si è già ricordato nel metodo di confronto, quali siano le precauzioni da prendere nell'uso di resistenze in serie così piccole.

Il *metodo di variazione di capacità* permette di risalire alla resistenza R_c o alla conduttanza G_c del circuito mediante la determinazione sperimentale della variazione di capacità ΔC, che si deve apportare alla capacità C_r del circuito, perchè la tensione di risonanza venga ridotta secondo un certo rapporto prefissato: per lo più $1/\sqrt{2}$; in questo caso le relazioni che forniscono le incognite R_c e G_c risultano le seguenti:

[30] $$R_c = \frac{\Delta C}{\omega C_r^2} \quad , \quad G_c = \omega \cdot \Delta C \text{ [25]}.$$

Le variazioni di capacità sono normalmente dell'ordine del micromicrofarad o di frazioni di micromicrofarad; per ottenere che la loro misura

---

(24) Questo procedimento viene seguito nel metodo *c*) di questo gruppo.

(25) M. BOELLA: Un metodo assoluto per la misura della resistenza equivalente dei circuiti risonanti - A. F., 1935, IV, p. 647.

avvenga in modo sufficientemente preciso, occorre far uso di un condensatore micrometrico in parallelo al condensatore in esame. A causa dell'induttanza L' delle connessioni tra i due condensatori, alla quale si somma quella propria del condensatore micrometrico, la capacità C_0 di quest'ultimo viene alterata secondo il fattore $1/(1-\omega^2 L' C_0)^2$. Qualora le connessioni risultino di una diecina di centimetri solamente e C_0 sia uguale a 30 μμF [25], l'errore dovuto alla L' è inferiore all'1 %, a 10 MHz, e può essere trascurato.

Un inconveniente più grave, poichè di entità difficilmente valutabile, risiede nella mutua induzione tra queste connessioni e la bobina di induttanza. Dato che in questi metodi si opera su circuiti ad elementi ben definiti, l'introduzione di eventuali schermi o dello stesso condensatore micrometrico, di perdite non certamente trascurabili, può essere causa di incertezze notevoli; il metodo di variazione di capacità non è quindi di applicazione conveniente nel campo particolare di misure su condensatori variabili in aria.

Gran parte degli inconvenienti riscontrati nel metodo di variazione di capacità restano eliminati nel *metodo di variazione di frequenza*. Esso si basa sull'ipotesi fondamentale che la f. e. m. indotta (accoppiamento induttivo) o la corrente derivata (accoppiamento capacitivo) del generatore siano costanti durante la piccola variazione Δf di frequenza che occorre apportare all'oscillatore affinchè la tensione diminuisca nel rapporto $1/\sqrt{2}$. Occorre pertanto che risultino lievi le variazioni nella f. e. m. indotta ($100\ \Delta f/f$ % nel caso dell'accoppiamento induttivo), dovute all'accoppiamento stesso, e che la potenza del generatore non subisca variazioni entro gli intervalli Δf di frequenza. È evidente che dette condizioni sono soddisfatte con approssimazione tanto maggiore, quanto minori risultano le variazioni Δf, cioè quanto minori sono i disaccordi $2\,\Delta f/f = 1/\varrho$ necessari per attuare la misura (ϱ = coefficiente di risonanza). Nei circuiti ottimi di cui si fa uso in queste misure per ragioni di sensibilità e di precisione, la condizione posta risulta verificata in genere, dati i valori assai piccoli (qualche per mille) delle variazioni relative di frequenza.

Le entità della frequenza f e della variazione di frequenza Δf le quali entrano nelle espressioni:

$$[31] \qquad R_c = \frac{\Delta f}{\pi f^2 C_r} \quad \text{e} \quad G_c = 4\,\pi\, C_r \cdot \Delta f\,,$$

possono essere determinate con precisione assai elevata.

C_r comprende la capacità distribuita della bobina; tuttavia, poichè, per mantenere entro limiti accettabili la resistenza della bobina, si opera con valori di capacità relativamente elevati, la correzione riveste importanza secondaria e C_r può essere determinata con ottima precisione.

Invece può nascere il dubbio che, per effetto delle capacità distribuite e delle induttanze residue, il circuito non si possa più considerare, per frequenze dell'ordine di 10 MHz, come composto di elementi, capacità ed induttanza, concentrati, cioè costanti per le variazioni di frequenza Δf.

Tale dubbio viene eliminato se si verifica sperimentalmente la linearità della curva, che s'ottiene, riportando $1/f^2$ in funzione delle corrispondenti capacità di risonanza. Per quello che riguarda solamente il condensatore in esame, la costanza dei suoi elementi può essere verificata per mezzo della relazione [2] $\omega^2 LC < 0{,}1$ (parte I) e sarà pertanto soddisfatta con buona precisione ancora a 10 MHz ($\omega^2 LC = 0{,}1$) in presenza di un'induttanza residua L del condensatore di 10^{-7} H, anche se la capacità inserita è relativamente elevata: 250 $\mu\mu$F.

Il fatto che la determinazione di R_c e di G_c non implichi alcun cambiamento al circuito durante le successive fasi di misura è un vantaggio notevole: è perciò preferibile applicare, nel caso del terzo gruppo, il metodo di variazione di frequenza.

a) *Metodo di Callis.*

Callis (10) fa uso di due bobine identiche tra di loro, per quanto è possibile. Esse vengono inserite successivamente in serie al condensatore in esame; per mezzo del metodo di resistenza addizionale si misurano le rispettive resistenze R_1 e R_2 del circuito. Una terza misura di resistenza R_3 viene compiuta dopo l'inserzione contemporanea delle due bobine in serie ed in opposizione e con posizione relativa tale che esse presentino la stessa induttanza di ognuna delle singole bobine.

Nella differenza $(R_1 + R_2) - R_3$, la quale fornisce la somma delle resistenze del condensatore e della termocoppia, le resistenze delle bobine restano eliminate, qualora risulti verificata la premessa che esse siano indipendenti dalla posizione relativa delle bobine. Per ottenere questa condizione, esse sono costituite di filo di rame del diametro di 0,127 mm, il quale, alla frequenza di 10^6 Hz, presenta un aumento di resistenza soltanto del 0,6 % rispetto al valore a corrente continua. La differenza $2 R_3 - (R_1 + R_2)$ fornisce il valore sperimentale a 10^6 Hz della somma delle resistenze delle due bobine; il confronto colla resistenza misurata a corrente continua conferma che praticamente i valori coincidono.

Dato che la resistenza della bobina è necessariamente assai elevata rispetto ai valori presentati dai condensatori variabili, anche i lievi aumenti di resistenza dovuti all'effetto di pelle e di avvolgimento, a cui si aggiungono le perdite per irradiazione e per isteresi e correnti parassite negli oggetti vicini, possono dare origine ad errori notevoli. Ciò spiega come i valori ricavati da Callis sembrano eccessivi anche in considerazione del fatto che l'isolante adoperato allora (1925) nella costruzione dei condensatori variabili presentava perdite notevoli.

b) *Metodo di Weyl e Harris.*

La resistenza incognita del condensatore in esame risulta (9) quale differenza tra la resistenza del circuito, misurata mediante il metodo di resistenza addizionale, e la resistenza dell'induttanza e della termocoppia. L'induttanza è costituita da un rettangolo di fili di rame tesi tra isolatori e distanziati sufficientemente fra loro per poter applicare al calcolo della sua resistenza la formula valida per un filo rettilineo isolato.

La resistenza risulta di 0,8 Ω a 1500 kHz; le misure avvengono quindi in condizioni di attendibilità migliore che per il caso precedente. Permangono tuttavia in questo metodo le stesse fonti di errori indicate precedentemente e che sono causa di risultati in eccesso, senza che si abbia alcun controllo sperimentale dell'entità degli errori stessi.

c) Metodo di Brown, Wiebusch e Colby.

Il procedimento di misura ([26]) si basa sullo stesso principio su cui è fondato il metodo precedente; esso risulta tuttavia perfezionato sotto vari aspetti in modo da fornire ottima precisione nelle misure eseguite.

Il condensatore variabile in prova presenta resistenze che alle frequenze di misura (1,74 ÷ 6,9 MHz) assumono valori compresi tra 0,02 e 0,2 Ω. Occorre quindi che la resistenza della parte rimanente del circuito non superi notevolmente questi valori, ma possibilmente sia loro inferiore. Ciò esclude senz'altro l'uso di una termocoppia per la determinazione della resistenza del circuito; al suo posto trovasi un voltmetro elettronico. Dati i piccoli valori di resistenza da misurare (decimi e persino centesimi di ohm), nell'applicazione del metodo per resistenza addizionale, devono essere rispettati gli accorgimenti precedentemente indicati. Le resistenze addizionali (fig. 12) tarate all'1 % mediante ponte doppio di Kelvin, vengono inserite in S (fig. 29) tra due pozzetti di mercurio. La bobina è costituita da un'unica spira le cui dimensioni (lunghezza l tra 109 e 238 cm, diametri del filo tra 0,32 e 1,172 cm secondo l'induttanza richiesta) siano tali che per il calcolo della resistenza a radiofrequenza R_b possa venire applicata, con buona approssimazione, la nota formula di Stefan:

$$R_b = \frac{2\sqrt{\varrho f}}{d} + \frac{R_0}{4} \text{ (in unità elettromagnetiche assolute)} ,$$

valida per un filo rettilineo (ϱ = resistività; R_0 = resistenza per corrente continua).

Per i valori di frequenza e di diametro d che si considerano, il secondo termine è trascurabile e la resistenza della bobina

$$\frac{l}{d}\, 2\sqrt{\varrho f} = k\, \frac{l}{d}$$

risulta quindi proporzionale a l/d.

Per ogni valore di capacità e di frequenza si misura la resistenza del circuito dopo avere inserito successivamente tre spire della stessa induttanza, ma di diametro e quindi di lunghezza differenti; i risultati si riportano in funzione di l/d. In assenza di altre perdite di importanza sensibile, la resistenza complessiva si riduce alla somma di quella equivalente del condensatore e di quella della bobina:

$$R_{ec} + k\,\frac{l}{d} ,$$

([26]) S. L. Brown, C. F. Wiebusch a. M. Y. Colby: The high-frequency resistance of a Bureau of Standards type air condenser - Phys. Rev., 1927, XXIX, p. 887.

e quindi l'andamento del diagramma deve risultare rettilineo. R_{ec} resta determinata per estrapolazione dall'intersezione della retta coll'asse delle ordinate; sottraendo R_{ec} dai tre valori di resistenza misurati si ottengono i valori corrispondenti alle resistenze delle singole spire, che servono come controllo di quelli calcolati. Nelle misure fatte dagli autori la coincidenza è verificata entro il 5 %; nella maggior parte di esse gli scarti si mantengono tuttavia inferiori al 2 %. Ciò fornisce inoltre una riprova che gli aumenti dei valori di resistenza misurati rispetto a quelli introdotti nel calcolo (aumenti dovuti alla ripiegatura del filo ed all'effetto dei terminali, aumenti a causa della capacità distribuita e per effetto della perdita per irradiazione e nei sostegni isolanti della bobina, aumento dovuto al dispositivo S) si mantengono dunque complessivamente entro limiti accettabili. La presenza di qualcuna di queste perdite (per esempio la perdita per irradiazione), che pur essendo dipendente dalle dimensioni delle spire, non risulti proporzionale a l/d, potrebbe peraltro, se di entità notevole, alterare la linearità del diagramma.

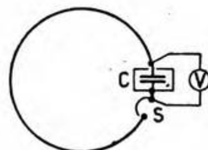


Fig. 29. — Disposizione schematica del circuito di misura per la determinazione della resistenza equivalente in serie del condensatore C secondo Brown, Wiebusch e Colby.

Le misure riescono agevoli soltanto in corrispondenza di valori piuttosto elevati di capacità e di frequenza. Gli autori le hanno compiute per valori di capacità comprese fra 483 e 3840 μμF e per frequenze rispettivamente comprese tra 6,9 e 1,74 MHz. Per valori di frequenza e di capacità sensibilmente inferiori, si richiederebbero spire di dimensioni eccessive per una facile applicazione del metodo, spire che presenterebbero inoltre resistenze troppo elevate perchè le misure potessero avvenire in condizioni di buona sensibilità e precisione.

d) *Metodo di Moullin.*

Moullin [4] fa uso di spire di forma rettangolare, in cui la distanza tra i lati paralleli è 20 volte il diametro ($2r$) del filo. L'aumento di resistenza, rispetto al caso di un filo isolato, è inferiore al 0,125 % ed è quindi trascurabile. Per il calcolo della resistenza di una spira di perimetro l serve ancora la formula di Stefan, in cui viene trascurato il secondo termine, come nel metodo precedente; essa si riduce quindi all'espressione:

$$R_b = l\,\frac{\sqrt{\varrho f}}{r} = \sqrt{\pi\, R_0\, l f} = k\sqrt{R_0\, l}\ ,$$

dove R_0 indica la resistenza della spira a corrente continua.

In corrispondenza di ogni data posizione del condensatore in esame e di ogni frequenza, si misura la resistenza R_c del circuito, dopo avere inserito successivamente cinque spire della stessa induttanza e delle stesse dimensioni, costituiti dai seguenti metalli differenti: rame, ottone, alluminio, eureka, argento germanico. L'unico cambiamento che subisce il circuito nelle inserzioni successive è quello relativo alla resistività dei materiali costituenti le varie spire.

La resistenza complessiva del circuito $R_c = (R_a + \beta R_b)$ sarà dunque composta di un termine costante R_a il quale comprende le perdite del condensatore, dei sostegni isolanti della bobina e le perdite per irradiazione, perdite che rimangono tutte costanti nella costituzione delle varie spire, e del termine R_b relativo alla resistenza della bobina, proporzionale a $\sqrt{\varrho}$. A causa della capacità distribuita della bobina, la resistenza R_b è affetta del fattore β funzione della frequenza, dell'induttanza della spira e della sua capacità distribuita; quest'ultima, sebbene non possa essere calcolata con buona precisione, resta tuttavia costante per le 5 spire, poichè la distribuzione della corrente non dipende che in ragione minima dal materiale; β è quindi costante, ed il diagramma che dà la resistenza misurata del circuito in funzione di R_0 deve essere rettilineo. R_a resta determinata quale resistenza in corrispondenza di resistività zero, cioè dall'intersezione di tale retta coll'asse delle ordinate. L'effetto della capacità distribuita si annulla e quindi resta eliminata la relativa fonte di errore, qualunque sia la sua entità e qualunque sia, di conseguenza, l'inclinazione della retta.

Riportando invece le resistenze misurate delle cinque spire (resistenze totali R_a) in funzione di quelle calcolate, si ottiene una retta la cui pendenza è β; nei diagrammi ricavati da Moullin essa è uguale all'unità entro i limiti degli errori sperimentali.

Come si è già detto, R_a comprende oltre alla parte più importante dovuta al condensatore, alcuni termini, la cui entità va esaminata, qualora si voglia separare la prima dalle altre parti. L'influenza del voltmetro sui risultati può essere agevolmente determinata facendo uso contemporaneamente di due voltmetri e servendosi dell'uno per determinare la perdita introdotta dall'altro nel circuito. Nel caso presente questa perdita è risultata trascurabile. Le perdite per irradiazione, quella nei sostegni isolanti e l'errore dovuto alla capacità distribuita sono funzioni delle dimensioni delle spire, e prevalentemente della loro area. Moullin ricava numerosi diagrammi coll'aiuto di altre serie di bobine: ogni serie risulta composta di spire della stessa induttanza, ma di diametro e quindi di perimetro ed area differenti. L'autore ottiene, in tutti i casi, diagrammi, rettilinei con intersezioni e pendenze identiche alle corrispondenti determinazioni eseguite con serie di rettangoli della stessa induttanza costituiti di metalli diversi.

Tali risultati dimostrano come, entro gli errori sperimentali, le perdite prima indicate siano di entità trascurabili e risulti quindi possibile

costituire bobine della stessa serie, oltre che di materiale, anche di dimensioni differenti.

La relazione:

$$R_i = 320\,\pi^4 \frac{S^2}{4}\,\Omega$$

(dove S = area della spira in m²), permette di confermare che la resistenza d'irradiazione non supera 0,0004 Ω in nessun caso e che essa si mantiene dunque inferiore all'1 % in tutte le misure.

La resistenza del circuito si misura mediante il metodo di variazione di frequenza, basandosi sulla relazione già indicata ([31]):

$$R_c = \frac{\Delta f}{2\,\pi\,f^2\,C_r}\ .$$

Permangono per questo metodo le limitazioni relative alla capacità in esame ed alla frequenza di misura, già esposte per il metodo di Brown, Wiebusch e Colby.

Jackson (7), verificata l'ottima coincidenza tra la resistenza delle bobine misurata e quella calcolata, semplifica ulteriormente il procedimento, facendo alcune misure di resistenza del circuito per mezzo di una stessa bobina in corrispondenza delle frequenze di risonanza, determinate da diversi valori di capacità del condensatore in esame. Sottratte da queste misure le resistenze calcolate alle corrispondenti frequenze e tenuto conto delle correzioni richieste dalla capacità propria della spira, dalla presenza del voltmetro e dalla perdita per irradiazione, si ottengono per le resistenze del condensatore i valori indicati nella figura 10.

10. - Metodi speciali (IV gruppo).

Per quanto riguarda la perdita negli isolanti del condensatore in esame, Sutton (27) consiglia di accettare come suo valore quello determinato in corrispondenza della capacità iniziale, mediante il metodo di sostituzione in parallelo. Come si è già avuto occasione di accennare, rispetto ad essa la parte dovuta alla resistenza delle armature assume normalmente importanza trascurabile per capacità piccole e per frequenze non troppo elevate.

La determinazione della resistenza delle armature avviene separatamente: essa si basa sulla similitudine della distribuzione delle linee di campo elettrico tra due elettrodi e le linee di corrente tra gli stessi elettrodi, se immersi in una soluzione conduttrice. Nell'immersione le due armature assumono praticamente lo stesso potenziale, data la piccola resistenza dell'elettrolita interposto e la perdita degli isolanti rimane eliminata. Misurando la resistenza tra le due armature dopo immersione in soluzioni di differenti resistenze specifiche, riportandola in funzione di questa ed estrapolando per resistenza specifica zero, si ottiene come

(27) G. W. Sutton: A method for the determination of the equivalent resistance of air condensers at high frequencies - Proc. Phys. Soc. London, 1929, XLI, p. 126.

intersezione coll'asse delle ordinate, la resistenza metallica delle armature richiesta. L'autore fa diverse considerazioni analitiche e verifiche sperimentali per esaminare le varie incertezze e possibili fonti di errore del metodo; questo è stato soggetto a numerose discussioni non solamente intorno al verificarsi delle premesse fondamentali, ed intorno alle varie cause di errori, ma anche sull'opportunità di disporre i condensatori in soluzioni acquose: ciò porta infatti preoccupazione ed incertezza circa l'efficace allontanamento dell'umidità e del soluto dopo la misura. Per questa ragione si pensa che il metodo non possa essere di applicazione pratica; tutti concordano tuttavia nel riconoscergli un notevole interesse scientifico.

11. - Conclusione.

Lo studio dei vari metodi proposti per l'esame del comportamento a radiofrequenza dei condensatori variabili campioni, dimostra come i metodi che si possono considerare di pratica applicazione si riducano in fondo ai seguenti:

1) Metodo di sostituzione in parallelo secondo Dye, ma con determinazione della conduttanza equivalente in parallelo mediante metodo di confronto, invece che mediante misura della resistenza in serie con il metodo di resistenza addizionale.

2) Metodo di sostituzione in serie secondo Boella, con determinazione, mediante metodo di confronto, della resistenza equivalente in serie od in parallelo, a seconda della frequenza e delle perdite in esame.

3) Metodo di Field e Sinclair.

4) Metodi di Brown, Wiebusch e Colby e di Moullin.

Il primo è di installazione e di regolazione alquanto laboriosa; esso può fornire buoni risultati in misure su condensatori di tipo normale ottimi, ma non si presta per il caso in cui il condensatore in esame presenti resistenza in serie R particolarmente piccola, cioè confrontabile con quella del condensatore a piatti che serve di riferimento.

Il metodo di Boella è soggetto alla sola limitazione derivante dalla conduttanza G', che per altro può essere resa minima ed è suscettibile di misura anche a frequenze relativamente elevate. L'importanza del termine correttivo diminuisce col crescere della frequenza con grande vantaggio per l'applicazione del metodo a frequenze elevate. Alcune difficoltà possono naturalmente provenire dall'uso di resistenze additive di piccolo valore; ma l'osservanza delle avvertenze date e l'esecuzione di un numero rilevante di determinazioni permettono di ricavare la resistenza incognita come media di esse, e di giudicare dell'attendibilità delle misure dagli scarti rispetto alla media delle singole determinazioni.

Il metodo di Field e Sinclair è senza dubbio quello che si distingue per maggior semplicità, non essendo necessario alcun condensatore di riferimento di caratteristiche particolari o conosciute. Esso permette la misura separata dei parametri G/ω ed R; quella di G/ω avviene però

con buona precisione solamente a radiofrequenze relativamente basse e precisamente tanto più basse quanto più piccola è G/ω. Per R accade il contrario; tuttavia col crescere della frequenza, la gamma dei valori di capacità su cui si possono estendere le misure rimane limitata a causa delle semplificazioni commesse nei calcoli, con l'effetto evidente di ridurre l'approssimazione delle determinazioni. Il metodo è l'unico, a conoscenza dello scrivente, atto alla misura della induttanza residua dei condensatori variabili.

Il procedimento dato da Schütte e Weiss [28], e leggermente perfezionato da Agricola [29], si presta assai bene per la misura della capacità distribuita di bobine, poichè l'ipotesi che rimanga costante l'induttanza residua del condensatore di riferimento, può essere verificata. Invece nel caso di determinazione della induttanza residua di un condensatore si richiede la costanza della capacità distribuita del variometro, di cui occorre fare uso, premessa che risulta difficilmente attuata e verificata.

Il metodo di Brown, Wiebusch e Colby e quello di Moullin sono assai simili fra loro; infatti nel secondo si dimostra che l'uso di spire di una stessa serie, anche se di forma leggermente diversa com'è praticato nel primo, non porta ad errori sensibili. La determinazione della resistenza mediante metodo di variazione di frequenza, adottata da Moullin, è forse preferibile al metodo di resistenza addizionale, poichè si evita l'incertezza relativa al dispositivo per l'inserzione delle resistenze campioni.

Seguendo il procedimento di Jackson, facendo cioè uso di una spira, la cui induttanza sia dell'ordine di pochi microhenry e costituita con filo di rame di diametro (circa 1 cm) esattamente noto e strettamente costante lungo tutto il perimetro, la determinazione non presenta particolari difficoltà e si ottengono buoni risultati anche in presenza di condensatori a perdite assai basse, quali quelli a piatti. Il requisito fondamentale è in tutti i casi che la resistenza della spira sia di valore paragonabile a quella equivalente del condensatore in esame, entro i limiti di capacità e di frequenza che si considerano.

Si spera di poter esporre in seguito i risultati sperimentali ottenuti, mediante metodi diversi, su alcuni condensatori variabili di ottima costruzione, il cui comportamento interessa particolarmente, dovendo essi servire come condensatori di riferimento in misure a radiofrequenza.

Ringrazio il professore G. Vallauri e l'ingegnere P. Pontecorvo per i consigli datimi durante lo svolgimento di questo lavoro.

Torino, luglio 1938-XVI.

Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris.

---

(28) O. Schuette u. G. Weiss: En hochempfindliches Dämpfungemessgerät - E.N.T., 1935, XII, p. 204.

(29) A. Agricola: Ein Gerät zur Bestimmung von kleinen Verlustwinkeln bei Hochfrequenz - H. F. Techn. u. El. Ak., 1938, LI, p. 77.

RECENSIONI

AMPLIFICATORI.

G. H. FRITZINGER — **Discriminazione di frequenza con reazione negativa.** (Proc. I. R. E., febbraio 1938, XXVI, 2, pag. 207-225, con 13 fig.).

H. H. SCOTT — **Nuovo tipo di circuito selettivo ed alcune sue applicazioni.** (Proc. I. R. E., febbraio 1938, XXVI, 2, pag. 226-235, con 5 fig.).

La reazione negativa è stata sino ad oggi impiegata prevalentemente per rendere lineari le caratteristiche di frequenza e di ampiezza di amplificatori. Per ottenere questo scopo il circuito di reazione è studiato in modo tale da trasmettere senza alterazione una banda di frequenze almeno eguale a quella che interessa, con eventuali piccole correzioni alle due frontiere per evitare inneschi.

La reazione negativa può però essere altresì usata in modo sostanzialmente diverso, ricorrendo, per il circuito di reazione, a reti con caratteristica di frequenza molto variabile anche dentro il campo trasmesso uniformemente dall'amplificatore. Si può ad esempio avere reazione negativa nulla o quasi entro un determinato campo di frequenze e reazione negativa energica immediatamente al di fuori di tale intervallo, ottenendo così una caratteristica complessiva del tipo di quella di un filtro passa-banda.

Il primo autore indaga appunto la possibilità di ottenere filtri ricorrendo ad amplificatori con caratteristica di frequenza prossima alla linea retta e ad un circuito di reazione invece fortemente selettivo; e mostra come sia possibile ottenere buone caratteristiche con frontiere molto ripide, ricorrendo a reti discriminatrici abbastanza semplici, composte soltanto di resistenze e capacità, e regolare la caratteristica in modo facile agendo sulle resistenze. Vengono studiati solamente alcuni casi abbastanza semplici, ricorrendo a metodi prevalentemente grafici, ma i risultati sono sufficienti ad illustrare le grandi possibilità di questo nuovo metodo di ottenere caratteristiche filtranti.

Il secondo autore usa come circuito di reazione un ponte di frequenza, che elimina totalmente la reazione negativa in corrispondenza della frequenza su cui è accordato e la lascia energica per tutte le altre frequenze. Combinando un tale circuito di reazione con un amplificatore con caratteristica di frequenza perfettamente lineare entro limiti molto ampi,

si ottiene un ottimo amplificatore selettivo, la cui frequenza di selezione può essere facilmente variata in una vasta gamma regolando semplicemente il ponte del circuito di reazione. La curva di selettività ha inoltre la preziosa caratteristica di avere ampiezza percentuale costante (cioè di corrispondere ad un circuito selettivo con coefficiente di risonanza costante). In figura 1 è rappresentato il circuito completo dell'amplificatore e della rete di reazione; quest'ultima non è sotto forma di ponte,

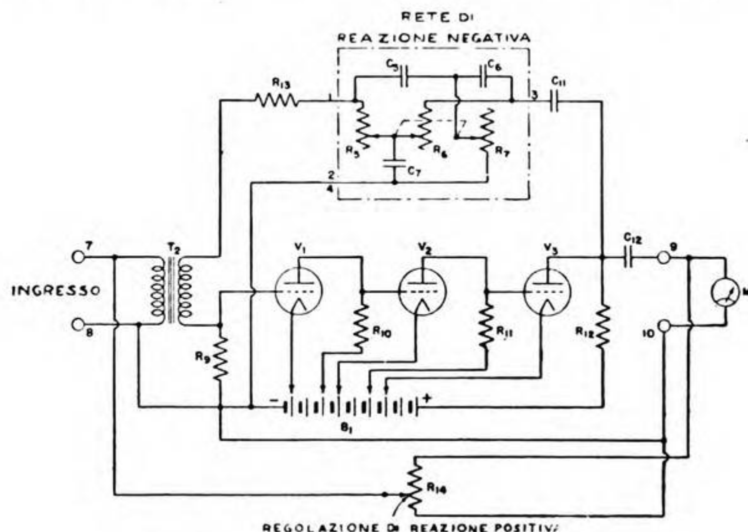


Fig. 1. — Esempio di circuito ad alta selettività, raggiunta mediante l'uso di reazione negativa.

ma sotto quella equivalente di doppio T. È stata aggiunta una reazione positiva regolabile attraverso la R_{14}, che permette di trasformare l'amplificatore selettivo in generatore con forma d'onda molto prossima alla sinoidale. Con questo circuito si possono selezionare o generare frequenze molto basse (fino a qualche periodo al secondo) o molto alte, senza alcuna difficoltà, e non si usano induttanze, la cui attuazione e regolazione presenta in genere qualche difficoltà. La regolazione di frequenza si effettua semplicemente con reostati multipli e, nell'esempio citato, viene coperto il campo di frequenze compreso tra 20 e 20 000 Hz.

[*E' da notare la grande analogia concettuale fra i sistemi considerati dagli autori, e in particolare dallo Scott, e il sistema proposto dal Vecchiacchi* (1) *per ottenere stabilmente elevate selettività mediante l'uso di circuiti a reazione* - n. d. r.].

G. C.

(1) A. F., 1937, VI, p. 351.

A. PREISMAN — **Nota sugli amplificatori per frequenze televisive.** (R.C.A. Rev., aprile 1938, II, 4, pag. 421-432, con 5 fig.).

Nell'attuazione degli amplificatori per frequenze televisive viene spesso usato un circuito del tipo a resistenza e capacità; l'impedenza anodica risulta però costituita da una resistenza R in serie con una induttanza L, la quale ha lo scopo di compensare l'effetto della capacità parassita C. Data l'analogia esistente, per le frequenze più elevate, tra questo tipo di circuito ed una cellula ad L di un filtro passa-basso, le tre costanti suddette possono considerarsi legate tra loro dalle relazioni:

$$R = k\sqrt{\frac{L}{C}} \qquad f_h = m\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}},$$

ove k ed m sono due costanti numeriche da determinarsi, ed f_h rappresenta il valore limite della banda di frequenze che si desidera amplificare con guadagno costante e differenza di fase variabile linearmente con la frequenza stessa. Quando k risulta uguale a 1,55 ed m a 0,55, si ottiene un guadagno pressochè costante ed una differenza di fase che varia linearmente nella banda voluta; si ritiene quindi siano questi i valori di ottimo a differenza di quelli normalmente usati di 1,414 e 0,707, rispettivamente per k ed m, ai quali corrisponde maggiore guadagno ma differenza di fase non lineare. Di fatti per ottenere nell'immagine trasmessa una buona finezza d'analisi è necessario mantenere la differenza di fase proporzionale alle varie frequenze, allo scopo di evitare sovrapposizione tra i vari segnali e quindi tra gli elementi della figura stessa.

Nel determinare il comportamento di questo circuito per frequenze molto basse, si deve tener conto delle costanti di tempo dovute alle varie capacità (capacità d'accoppiamento di griglia, capacità di filtro anodico) ed alle varie resistenze (carico anodico, dispersione di griglia e resistenza di disaccoppiamento). Quando si possa ritenere assai elevato il valore della resistenza di disaccoppiamento, la condizione di guadagno costante e differenza di fase nulla alle frequenze più basse, si ottiene uguagliando le costanti di tempo del circuito anodico e del circuito successivo di griglia. Quando invece venga usato un alimentatore di impedenza tanto bassa da escludere ogni resistenza di disaccoppiamento, manifestamente la condizione precedente si ottiene adottando una resistenza di dispersione la più elevata possibile compatibilmente col tipo di tubo usato.

È buona regola cercare di ottenere in ogni singolo stadio guadagno costante e differenza di fase variabile linearmente al variare della frequenza del segnale, piuttosto che tentare di compensare tra loro vari stadi, essendo questo compromesso di risultato incerto poichè i due fattori precedenti, guadagno e differenza di fase, possono anche variare in modo differente l'uno dall'altro.

Negli stadi di uscita a bassa impedenza, quali ad esempio quelli usati per alimentare un cavo di trasmissione, si consiglia di disporre la

resistenza di carico anodico tra catodo e massa: si ottiene così un guadagno non molto inferiore a quello attuabile con un circuito solito, ma, per effetto della forte reazione negativa, si migliorano assai la costanza del guadagno e la linearità della differenza di fase e si riduce anche la distorsione.

B. Ce.

ANTENNE.

W. W. Hansen e J. R. Woodyard — **Nuovo principio nel progetto di antenne direttive.** (Proc. I. R. E., marzo 1938, XXVI, 3, pag. 333-345, con 9 fig.).

Viene dimostrato come sia possibile migliorare il guadagno di alcuni tipi di sistemi direttivi di antenne, assumendo una legge di distribuzione della corrente, nei vari elementi del sistema, diversa da quella usata nelle costruzioni attuali.

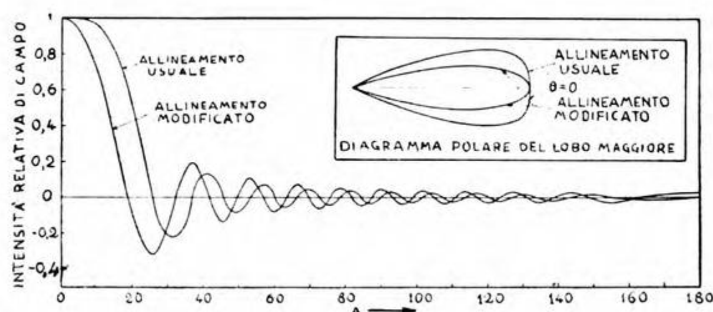


Fig. 1. — Diagrammi di direttività per un allineamento normale e per quello modificato, entrambi di lunghezza uguale a $10\,\lambda$. (Per evitare confusione i lobi minori sono stati omessi nel diagramma polare).

Il primo sistema analizzato è quello ottenuto mediante un allineamento di dipoli elementari, avente una lunghezza complessiva molto superiore a quella dell'onda irradiata. Supponendo in un primo tempo che i dipoli elementari siano distribuiti con continuità lungo una retta e che l'ampiezza della corrente in ogni dipolo vari con legge sinoidale procedendo lungo l'allineamento, viene determinata la lunghezza d'onda di tale sinusoide, corrispondente al minimo valore della potenza irradiata necessaria ad ottenere una data intensità di campo, nella direzione perpendicolare a quella dell'allineamento. Indicando con λ la lunghezza dell'onda irradiata, con λ' la lunghezza d'onda della distribuzione spaziale di corrente e con $2z_0$ la lunghezza dell'allineamento, si trova, per tale condizione di ottimo:

$$\frac{z_0}{\lambda'} = \frac{z_0}{\lambda} + 0{,}234\,.$$

Il guadagno viene poi calcolato come rapporto tra la potenza irradiata da un dipolo elementare e quella irradiata dal sistema, quando entrambi generano la stessa intensità di campo nella direzione privilegiata. La distribuzione determinata dagli autori presenta, a pari lunghezza dell'allineamento, un guadagno circa doppio di quello della distribuzione ordinariamente usata, nella quale $\lambda = \lambda'$. In fig. 1 sono riportati i diagrammi di direttività per un caso particolare del sistema proposto e per quello classico.

L'attuazione pratica si può ottenere mediante un allineamento di antenne di altezza uguale o minore di un quarto d'onda, sistemate a distanza reciproca inferiore ad un terzo di lunghezza d'onda. Il nuovo sistema presenta il solo inconveniente che, per avere intensità di campo uguale a quella irradiata dai sistemi analoghi finora usati, si deve aumentare la corrente di circa una volta e mezza.

Vengono poi studiati due sistemi direttivi attuati mediante la disposizione, su circonferenze concentriche, di antenne di lunghezza notevolmente inferiore alla lunghezza d'onda; essi presentano spiccate proprietà direttive nel piano verticale e nessuna direttività nel piano orizzontale (antenne per radiodiffusione). L'analisi è fondata su formule di irradiazione precedentemente determinate (1). Particolarmente interessante si presenta un sistema direttivo costituito da antenne distribuite su una sola circonferenza, il quale presenta un diagramma di direttività nel piano verticale, avente il solo lobo principale, e privo dei lobi minori. Le formule risolutive sono piuttosto complicate, ma vengono date formule semplificate e grafici che facilitano i calcoli di progetto del sistema di antenne.

R. S.

CIRCUITI, QUADRIPOLI, FILTRI.

R. LAMBERT — **Relazione tra impulsi di tensione di forma esponenziale e risposta di un risuonatore.** (Proc. I. R. E., marzo 1938, XXVI, 3, pag. 372-378, con 4 fig.).

Mediante l'integrale di Duhamel, che esprime il principio di sovrapposizione, l'autore determina l'espressione della tensione ai capi dell'induttanza di un risuonatore, nel quale sia inserita una f. e. m. variabile con legge esponenziale del tipo:

$$v(t) = V(1 - e^{-at}).$$

I risultati sono identici a quelli già noti per altra via (metodo classico e metodo degli operatori funzionali) e sono esposti in forma direttamente applicabile allo studio del comportamento dei circuiti accordati nella ricezione di perturbazioni atmosferiche di forma esponenziale.

R. S.

(1) A. F., 1937, VI, p. 302.

DISTURBI E FENOMENI PERTURBATORI.

K. B. GONSER — **Metodo di neutralizzazione di ronzii ed accoppiamenti causati da variazioni della tensione di alimentazione anodica.** (Proc. I. R. E., aprile 1938, XXVI, 4, pag. 442-448, con 5 fig.).

È noto che nei tubi con griglia schermo, detta griglia può funzionare come griglia amplificatrice, cioè che tensioni alternative ad essa applicate, quando il tubo è montato come amplificatore, si ritrovano amplificate e con fase opposta sulla placca. Questo fenomeno può essere utilizzato per rendere insensibile il singolo stadio amplificatore alla tensione alternativa eventualmente presente nella tensione di alimentazione anodica ed eliminare quindi i ronzii che ne conseguirebbero. A questo scopo una frazione opportuna di tale tensione alternativa viene applicata alla griglia schermo (fig. 1), in modo da provocare nel circuito anodico la comparsa di una corrente eguale e di fase opposta a quella generata, in detto circuito, dalla tensione alternativa di alimentazione diretta-

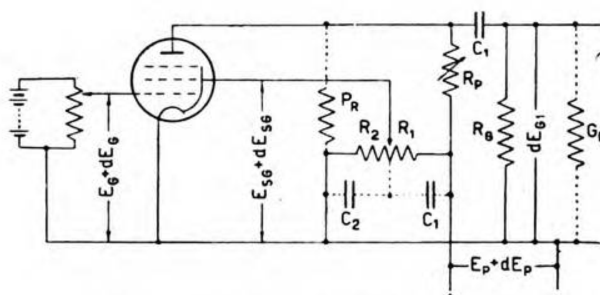


Fig. 1. — Schema del circuito di neutralizzazione.

mente applicata. La compensazione può essere raggiunta in un grado soddisfacente; con l'uso di una opportuna rete di divisione essa si rende valevole per tutte le frequenze.

Sono date formule per il calcolo del circuito di compensazione, che è un divisore di tensione costituito da due resistenze con capacità in parallelo; curve ricavate sperimentalmente provano l'efficacia del sistema.

Il metodo è raccomandato per amplificatori speciali, nei quali non sia tollerabile il ronzio normalmente ammesso, e in generale per rendere più economico il gruppo di livellamento dell'alimentatore anodico.

G. C.

CRONACA TECNICA

ACUSTICA APPLICATA ED ELETTROACUSTICA.

Un **nuovo tipo di telefono magnetico,** che può essere usato anche come microfono, è descritto da G. E. Atkins nel fascicolo dell'aprile 1938 di *Bell Lab. Record.* Un diaframma di alluminio a forma di cono è connesso ad una laminetta posta fra i poli di un magnete permanente a ferro di cavallo. Quando il suono colpisce il diaframma, la laminetta vibra: varia così la riluttanza del circuito magnetico e nell'avvolgimento che si trova intorno alla laminetta, senza per altro toccarla, vengono indotte correnti a frequenza fonica; il fenomeno inverso si può ovviamente utilizzare per ottenere suoni dalle correnti elettriche.

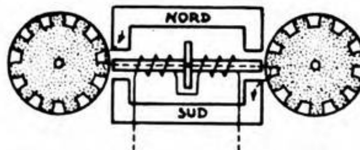


Fig. 1. — Schema di generazione del segnale di chiamata.

La corrente di chiamata viene generata, a ciascun estremo, facendo variare rapidamente la riluttanza del circuito magnetico. Per ciò, vicino ad ognuno dei due estremi della laminetta ed in piani normali al suo asse, si trovano due dischi con numerosi denti di materiale magnetico (fig. 1). I dischi vengono posti in rotazione da una manovella esterna ad una velocità sufficiente a generare una corrente intorno a 1000 Hz.

La costruzione del circuito magnetico è stata particolarmente curata: i gioghi sono in remalloi, le altre parti in permalloi. L'apparecchio completo e chiuso, di forma pressochè cubica con spigolo di 8 cm circa, pesa poco meno di 1 kg. È a tenuta d'acqua; si pensa di utilizzarlo su navi o per collegamenti non permanenti.

An. Gi.

RCUITI, QUADRIPOLI FILTRI.

Nei *Proc. I.R.E.* dell'aprile 1938 H.-S. Loh tratta delle **combinazioni di risuonatori semplici ed accoppiati con caratteristica di filtro passa-**

-banda. Esamina il noto caso di due stadi amplificatori, l'uno con un solo circuito accordato e l'altro con due circuiti accoppiati tra loro, e studia il proporzionamento migliore per ottenere una caratteristica molto uniforme nella zona trasmessa e con frontiere ben delineate; con le note conclusioni che i due circuiti accoppiati devono avere accoppiamento superiore al critico e che il circuito singolo deve presentare un coefficiente di risonanza metà di quello di ciascuno degli altri due circuiti. Il significato delle formule è illustrato da alcuni grafici.

G. C.

TELEVISIONE E TRASMISSIONE DELLE IMMAGINI.

Di un **recente sistema di televisione** il quale si discosta assai, per quanto concerne i metodi usati per la formazione e trasmissione dei segnali, dai sistemi ormai considerati classici, viene data notizia nel numero di marzo 1938 di *Electronics*. In questo sistema, progettato dai « Du Mont Laboratories », il numero delle righe con cui viene analizzata la figura rimane di 441 (valore normale americano), ma quello delle immagini complete trasmesse in un secondo viene ridotto al valore metà (15 immagini complete per secondo, per una frequenza di alimentazione di 60 Hz) essendosi adottato un sistema quadruplo di alternanze; le righe risultano cioè alternate con un intervallo di quattro righe fra l'una e l'altra. Ne consegue una riduzione del 50% della banda di frequenze richiesta per la trasmissione dei segnali televisivi, pur mantenendosi identico il numero degli elementi analizzati nella figura. Sarebbe pure stato superato nell'immagine ricevuta il grave inconveniente di sfarfallamento e fluttuazione, che corrisponde ad un numero così limitato di immagini per secondo.

La forma di tensione usata in questo sistema per la deflessione verticale e per quella orizzontale del raggio esploratore, sia negli apparecchi di presa, sia nei ricevitori, non corrisponde a correnti con andamento a denti di sega, ma a correnti con andamento triangolare, poichè anche il raggio di ritorno viene usato per l'analisi della figura. I segnali di deflessione vengono generati direttamente al trasmettitore e risultano alla ricezione pressochè adatti all'uso richiesto senza bisogno di particolari generatori locali. Si ritiene così di raggiungere una sincronizzazione più precisa di quella ottenuta con l'attuale sistema dei segnali sincronizzatori. I segnali di deflessione vengono trasmessi sotto forma di semplici tensioni sinoidali delle frequenze stabilite per la deflessione verticale e per quella orizzontale, e nell'apparecchio ricevente si provvede al raddrizzamento della tensione alternativa ricevuta ed alla sua riduzione alla forma triangolare richiesta.

Segnali così fatti non possono essere mescolati ai videosegnali, ma vengono trasmessi dalla stessa apparecchiatura usata per la diffusione dell'audioprogramma mediante un sistema di trasmissione multipla analogo a quello usato in telefonia. Essendo riservato alla banda di frequenze

acustiche l'intervallo da 30 a 10 000 Hz, si sono adottate la frequenza di 15 kHz, quale frequenza portante per i segnali di deflessione verticale, e la frequenza di 25 kHz, quale portante per i segnali di deflessione orizzontale: la banda di frequenze trasmessa dall' apparecchiatura per l'audioprogramma risulta così di circa 30 kHz.

Gli apparati occorrenti per questo sistema di televisione sono quindi diversi da quelli adottati normalmente; l' apparecchiatura di studio risulta ridotta, ma più complesso e di maggiore potenza deve essere il trasmettitore per le audiofrequenze.

[*Non viene specificato come si possano ridurre od eliminare l'effetto di sfarfallamento e fluttuazione dell'immagine e l'effetto dei disturbi atmosferici sulla forma dei segnali di deflessione. Non è indicato il tipo dei circuiti usati, nè detto come siano costituiti l'apparecchiatura di presa ed i tubi catodici per la ricezione* - n. d. r.]

B. Ce.

TUBI ELETTRONICI.

W. G. Wagener, nel fascicolo di aprile 1938 dei *Proc. I. R. E.*, esamina tutte le difficoltà che ha dovuto superare la tecnica elettronica, per fornire gli attuali **tubi di potenza per onde ultracorte.**

Per ottenere grandi potenze a frequenze dell'ordine di 200 MHz, non è possibile aumentare oltre un determinato limite le dimensioni dei tubi ed in modo speciale le distanze interelettrodiche; inoltre l'influenza dell'isolamento assume tale importanza da rendere complicato e difficile il compito del costruttore, il quale deve soddisfare necessità elettriche e costruttive opposte fra di loro.

Il tubo R.C.A. 888 rappresenta un esempio tipico di quanto di meglio è stato ottenuto a queste frequenze: la distanza griglia-catodo è stata ridotta a 1,55 mm e quella placca-griglia a 2,30 mm; nessun isolante collega gli organi interni del tubo all'infuori del vetro del bulbo, che è di tipo speciale; l'anodo ha una lunghezza sufficiente ad impedire fughe di elettroni nella direzione dell'asse. Il raffreddamento ad acqua della placca permette di ricavare 500 W con lunghezze d'onda di 1,24 m. Vengono anche illustrate le caratteristiche elettroniche e di impiego del tubo R.C.A. 833, capace di fornire 800 W a 90 MHz pur non essendo raffreddato ad acqua.

Am. Bo.

LIBRI E PUBBLICAZIONI

P. BAUDOUX. — *L'antenne rayonnante.* — Gauthiers-Villars, Paris, 1938. — Un volume di 235 pagine, con 44 figure. — Prezzo Fr. 40.

Il desiderio di vedere una teoria delle antenne, che deducesse le caratteristiche essenziali di queste senza fare ricorso alla teoria classica delle linee indefinite, è sempre stato diffuso fra coloro che si sono occupati dell'argomento. Il presente lavoro dice una parola, se non definitiva, almeno completamente soddisfacente sul difficile soggetto.

Il punto di partenza della trattazione sta nelle ipotesi di base che, senza ammettere, per ovvia impossibilità, l'antenna filiforme, attribuiscono ad essa alcune proprietà che le sole antenne estremamente sottili godono senza approssimazione:

a) l'antenna è percorsa da corrente soltanto in uno strato sottilissimo alla superficie; all'interno di questo si suppone che vi sia il vuoto: si ammette cioè che l'antenna sia sostituita da un tubo a pareti di spessore infinitesimo;

b) le correnti lungo l'antenna sono tutte dirette come l'asse del conduttore: non esistono cioè nè correnti radiali nè correnti elicoidali; cosa ammissibile soltanto se è valida l'ipotesi precedente;

c) il campo elettrico calcolato nei punti dell'asse del conduttore si mantiene invariato sulla superficie.

Con queste ipotesi le equazioni di Maxwell prendono una forma abbastanza semplice. La soluzione si può ottenere mediante un facile sviluppo in serie, i cui coefficienti hanno tutti una notevole importanza fisica.

Il primo termine di uno di questi sviluppi fornisce l'induttanza per unità di lunghezza (che risulta funzione della coordinata lungo l'antenna); il primo termine di un secondo sviluppo fornisce la capacità per unità di lunghezza (che risulta anch'essa funzione della medesima coordinata).

Si deduce così una velocità di propagazione delle onde lungo l'antenna, minore di quella nel vuoto e legata alla forma geometrica da relazioni molto semplici. Si vede, ad esempio, che l'induttanza all'estremità di un'antenna varrebbe circa la metà dell'induttanza alla base (induttanze calcolate per unità di lunghezza).

Aumentando l'ordine dell'approssimazione, si introduce un termine, costante lungo l'antenna, che va ad accrescere la resistenza per unità di lunghezza e che rappresenta le perdite per radiazione.

Vengono quindi esposti alcuni risultati di tipo particolare. Occorre sottolineare l'interessante osservazione che, se si ammettesse la distribuzione sinusoidale di corrente e la si sostituisse nelle equazioni fondamentali, si potrebbe avere un'idea dei limiti di applicabilità dell'ipotesi suddetta; il calcolo che permette di fare questa specie di verifica è assai semplice. Si vede che, salvo alle estremità, l'ammissione di corrente sinusoidale consente di dedurre, per la capacità e per l'induttanza distribuite, valori (funzioni della coordinata lungo l'antenna) che corrispondono bene ai valori dedotti con lo sviluppo in serie.

Seguono, nell'ordine, il calcolo della distribuzione di corrente in vari casi tipici, il calcolo delle impedenze, delle resistenze di radiazione e di grandezze consimili, nonchè quello dell'accorciamento di un'antenna rispetto alla lunghezza che si calcolerebbe con i criteri consueti.

Si presenta poi il problema della sezione variabile. L'autore, che si è attenuto fin qui al più stretto rigore matematico, tratta questo caso importantissimo ammettendo, senza una giustificazione esplicita, che le formole ricavate per le sezioni costanti siano senz'altro valevoli per le sezioni variabili; in altre parole, sembra che egli prenda i risultati dedotti in antecedenza, sostituisca al raggio dell'antenna, che prima era costante, una funzione della coordinata lungo di questa, e continui discutendo la formola così ottenuta. L'impossibilità di ammettere in tale caso la seconda delle ipotesi enunciate può far sorgere alcuni dubbi.

Scaturisce, ad ogni modo, la trattazione delle antenne a fuso e di quelle a piramide (approssimate come biconiche e coniche). Si studia l'andamento delle correnti e lo si confronta con risultati sperimentali noti nella letteratura; si tiene conto di eventuali capacità terminali; si calcolano alcune antenne a dipoli.

Il terz'ultimo capitolo si occupa dell'influenza delle varie cause che agiscono sul campo irradiato; il penultimo tratta del campo prodotto a breve distanza. Si deduce che ha salde basi teoriche il metodo più volte usato da altri (e dall'autore stesso nell'ultimo capitolo) per la valutazione della corrente alle diverse altezze lungo l'aereo: e che consiste nell'osservare quale corrente esso induca in un cappio posto ad una certa distanza. Alzando il cappio dal piano di terra, le indicazioni della corrente indotta dovrebbero dare una misura di quella complessiva che, alla stessa altezza, circola nell'aereo.

Il metodo ora accennato è stato applicato dall'autore per studiare modelli di antenne a doppia piramide, a piramide semplice, a sezione costante. I risultati sono abbastanza conformi alla teoria. D'altra parte eventuali errori possono attribuirsi anche al metodo di misura, alla presenza delle capacità distribuite del cappio e dei fili che portano allo strumento di misura, e ad altri simili motivi.

E. F. G.

***

A. SCHEIBE. — *Piezoelektrizität des Quarzes.* — T. Steinkopff, Dresden u. Leipzig, 1938. — Un volume di XII-233 pagine, con 175 figure, legato in tela. — Prezzo R. M. 21.

Il libro fa parte della collezione « Wissenschaftliche Forschungsberichte », che ha lo scopo di esporre in forma succinta i principali risultati delle ricerche in un determinato campo durante gli ultimi dieci anni precedenti la pubblicazione.

Ognuno dei volumi di questa collana costituisce così uno speciale tipo di monografia nel quale, innanzi tutto, i lavori riferiti sono già stati oggetto di una discriminazione per opera di uno studioso di nota competenza; in secondo luogo, alla pura relazione bibliografica si aggiungono l'inquadramento di ogni ricerca tra quelle analoghe e una esposizione concisa ma spesso sufficiente dei risultati principali raggiunti da ogni autore.

Il nome di Scheibe è così noto nel campo degli studi e delle applicazioni della piezoelettricità, che difficilmente l'editore avrebbe potuto scegliere persona più adatta per un volume di questo genere.

L'opera comincia col richiamare le proprietà fisiche del quarzo, prima tra tutte la piezoelettricità, e i metodi statici o dinamici per le relative misure. Esamina quindi come prima applicazione la possibilità di misurare pressioni. Dopo avere classificato, da un punto di vista chimico o cristallografico, le numerose sostanze che presentano piezoelettricità in grado maggiore o minore, passa all'esame delle proprietà elastiche dei cristalli di quarzo.

Forniti così i dati più importanti, considera il quarzo come risuonatore e studia i principali tipi di vibrazione, secondo che il risuonatore ha forma di sbarra o di anello o di piastrina.

Un intero capitolo è dedicato al modo di sostenere il quarzo; altri, alla costruzione dei termostati necessari per avere la massima costanza nella temperatura del risuonatore, all'attuazione di oscillatori di grande stabilità di frequenza, destinati a trasmettitori o ad orologi di grande precisione.

Il volume termina con una rassegna di altre applicazioni dei quarzi, quale ad esempio la generazione di ultrasuoni, e si conclude con una bibliografia di ben 311 voci cui il testo fa continuo riferimento. La veste tipografica è ottima.

P. P.

NUOVI APPARECCHI

Numeratore di impulsi elettrici.

ENRICO SEVERINI

Vengono descritti un numeratore degli impulsi elettrici originati da un contatore di Geiger e Müller, e il dispositivo adoperato per l'alimentazione dalla rete del contatore stesso.

Il numeratore è stato particolarmente studiato dal punto di vista meccanico ed elettrico, allo scopo di ottenere la possibilità di registrare serie di numerosi impulsi rapidamente succedentisi: quali si originano in un contatore, quando preparati radioattivi di una certa intensità vengono portati in vicinanza di esso.

Per incarico del professore Mario Ponzio dell'Istituto Radiologico Mauriziano e della R. Università di Torino, è stato progettato ed eseguito nel laboratorio della Società Watt-Radio, pure di Torino, un complesso amplificatore e numeratore di impulsi cosmici o derivanti da sostanze radioattive, completamente alimentato con corrente alternata.

Detto apparecchio, costruito principalmente per eseguire misure comparative di radioattività fra vari sali o composti radioattivi interessanti la biologia, può pensarsi applicato a molteplici altri scopi, tutti rientranti negli indirizzi più moderni della medicina.

È noto che le trasmutazioni delle sostanze radioattive sono rivelate dalle radiazioni che esse emettono, le quali sono di natura corpuscolare, come i raggi α e β, o di natura elettromagnetica come i raggi γ. Le particelle α e β (come pure i raggi cosmici e i raggi X) ionizzano l'aria secondo un meccanismo analogo a quello dell'effetto fotoelettrico nel caso delle radiazioni visibili. Un fotone, urtando un atomo, gli strappa un elettrone, cede a quest'ultimo tutta o parte della sua energia e scompare. Si formano perciò in seno al gas in cui il processo ha luogo, ioni positivi e ioni negativi. La presenza di questi dà al gas una certa conducibilità, che si constata con la scarica di un elettroscopio precedentemente caricato, o con la misura diretta della corrente prodotta in una camera di ionizzazione, ossia in un recipiente ben definito pieno di quel gas. Con questa

si misurano perciò gli effetti globali delle varie radiazioni; per rivelare invece individualmente i corpuscoli o i fotoni ionizzanti, si ricorre al contatore di Geiger e Müller, costituito, come è noto, di un cilindro metallico secondo l'asse del quale è teso un sottile filo conduttore. Fra il cilindro e il filo è applicata una forte differenza di potenziale che è funzione della natura e della pressione del gas che riempie il tubo, come pure del diametro del filo interno. Il passaggio della particella ionizzante si traduce in una brusca scarica elettrica di corta durata, e l'impulso elettrico corrispondente può, previa opportuna amplificazione, azionare un relè registratore o numeratore.

Il contatore di Geiger e Müller, per la sua grande sensibilità, è particolarmente adatto a svariate ricerche d'interesse biologico, per cui suggerisce anche nuovi orientamenti di studio. Si può citare, per esempio, la misura della velocità di diffusione di soluzioni alcaline nel sistema circolatorio dell'organismo umano. Lo sperimentatore beve dell'acqua contenente sodio radioattivo prodotto artificialmente. Contemporaneamente tiene la mano sul contatore di Geiger e Müller, il quale registra l'arrivo della sostanza radioattiva all'estremità delle dita ed indica perciò il tempo occorrente al sangue per assimilarla e portarla alle estremità.

Così pure il contatore di Geiger e Müller potrebbe servire come numeratore dei fotoni emessi da particolari sostanze luminescenti o fosforescenti, la cui energia luminosa emessa, sia per la sua minima intensità, sia per il suo spettro posto prevalentemente all'estremo della gamma ultravioletta, non si può rivelare neppure con le più sensibili celle fotoelettriche con finestra a quarzo.

Il numeratore di impulsi, quale è stato costruito, consta delle seguenti parti:

1) l'alimentatore per il contatore di Geiger e Müller;
2) il preamplificatore degli impulsi;
3) l'amplificatore di potenza;
4) il gruppo di alimentazione;
5) il numeratore meccanico ed alcuni accessori.

Lo schema complessivo è rappresentato nella figura 1.

L'alimentatore per il contatore di Geiger e Müller deve poter fornire una tensione continua ben spianata e stabilizzata dell'ordine di 1500 V. La tensione direttamente applicata agli elettrodi del contatore deve invece potersi regolare a mano entro limiti abbastanza vasti, poichè ogni singolo contatore col quale si esperimenti, ha un diverso pianerottolo di funzionamento, e la corrispondente tensione può anche variare col tempo. Gli sperimentatori che hanno lavorato col tubo di Geiger e Müller sanno che alcune particolarità del suo funzionamento non sono ancora del tutto chiare e neppure regolari. Comunque, disponendo di una buona regolazione di tensione si trova quasi sempre un punto di lavoro ottimo.

La tensione continua viene ottenuta col noto schema del raddoppiamento di tensione, attraverso due tubi raddrizzatori di tipo 81. Dopo un

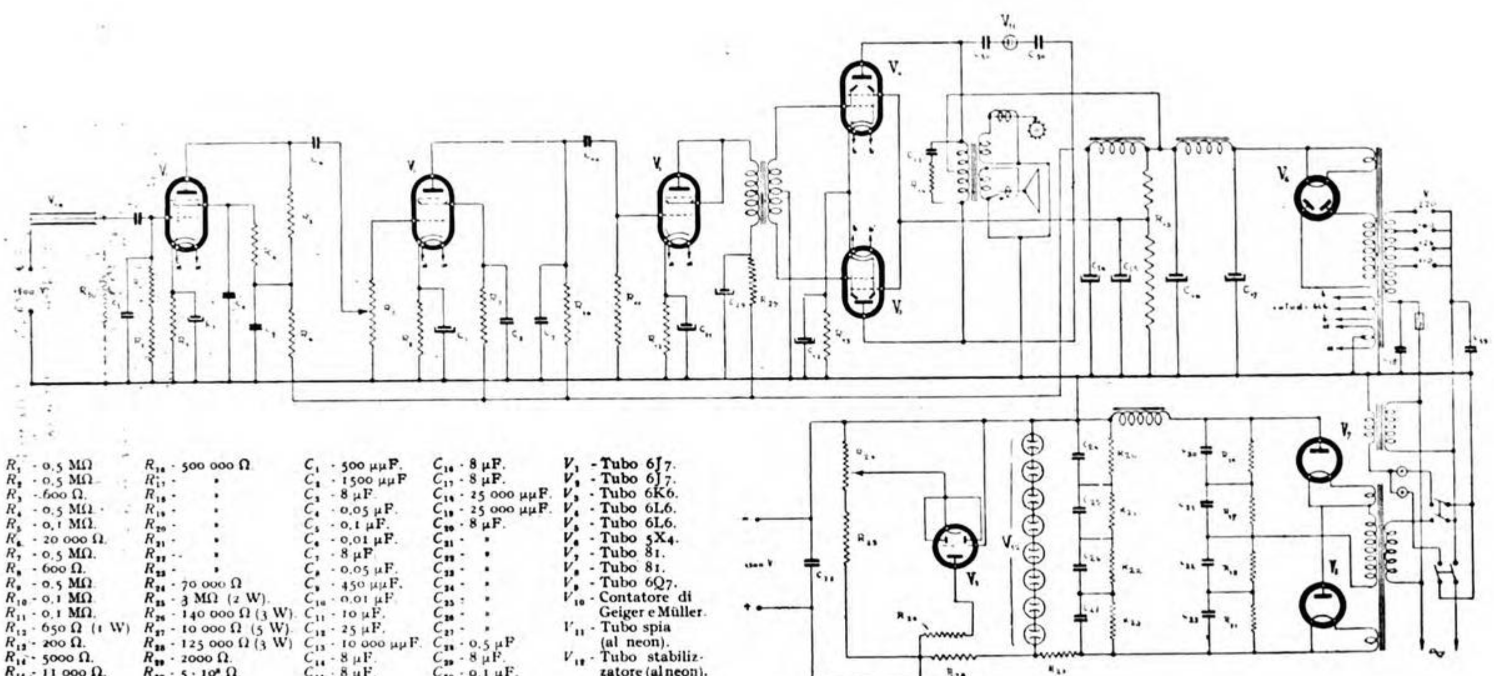


Fig. 1. — Schema elettrico del numeratore d'impulsi.

filtramento opportuno (con un'impedenza d'arresto e due catene di condensatori elettrolitici posti in serie), la tensione stessa viene stabilizzata mediante una catena di otto tubi al neon collegati in serie. Questi tubi sono eguali a quelli che si trovano in commercio a scopo di illuminazione, ma ad essi fu tolta la resistenza di protezione posta nel gambo. A questo proposito va notato che, per quanto questi tubi al neon abbiano una caratteristica di regolazione meno perfetta di quella degli stabilovolt, purtuttavia il loro servizio, per lo scopo di cui si parla, è del tutto soddisfacente; d'altro canto il loro costo è di gran lunga minore.

La caduta di tensione interna di ognuno di essi è dell'ordine di 170 V quando la corrente sia quella prescritta di 25 mA. La corrente massima ammissibile è di 45 mA, mentre il limite inferiore della corrente per avere la stabilizzazione è di 10 mA. Quindi la massima variazione del carico entro i limiti della stabilizzazione è di 35 mA. La resistenza del tubo alla corrente alternata è dell'ordine di 150 Ω: il grado di stabilizzazione dipende dal valore della resistenza di stabilizzazione (R_{27} in fig. 1). Quanto maggiore è questa, tanto migliore è la stabilizzazione, ma bisogna allora avere a disposizione una maggior tensione raddrizzata. Può ritenersi, come valore medio, che, nelle condizioni attuate ($R_{27} = 10\,000\,\Omega$), una variazione del 10 % nella tensione raddrizzata provochi una variazione di circa 1,5 % nella tensione stabilizzata. Anche il carico ha influenza su detta tensione, ma molto scarsa, in quanto una variazione di carico del 20 % è risentita per meno dell'1 % dalla tensione.

La caduta ai capi estremi di questa catena di tubi risulta di circa 1300 V; in parallelo ad essi trovasi una serie di resistenze in funzione di partitore di tensione. La regolazione della tensione applicata al contatore di Geiger e Müller avviene regolando manualmente la polarizzazione di griglia, e quindi la corrente anodica, di un triodo posto in parallelo ad una porzione del partitore; si riesce così ad aumentare o diminuire a piacere la caduta ohmica nel tratto di partitore in cui passa la corrente del triodo, e quindi la tensione applicata al contatore, la quale è derivata fra placca e catodo del tubo regolatore.

Il preamplificatore degli impulsi consta di due tubi 6J7 accoppiati a resistenza e capacità; ad essi fa sèguito un tubo 6K6, in funzione di pilota dello stadio finale di potenza, costituito da due tubi 6L6 montati in controfase. Il secondario del trasformatore di uscita comanda direttamente il numeratore di impulsi, che rappresenta nel suo insieme il componente più originale dell'intero apparecchio. Esso consta di tre parti, come si vede chiaramente nella figura 2. Un magnete permanente ha una bobina mobile centrata sul suo spinotto. Essa, funzionando come in un altoparlante dinamico normale a cui si sia tolto il cono, costituisce una specie di motorino elettrico, il quale, per ogni impulso elettrico che la bobina mobile riceve dal secondario del trasformatore finale di potenza, trasmette un movimento ascensionale ad una levetta fulcrata ad una estremità. La levetta a sua volta comanda lo scappamento di un movimento d'orologeria, del tipo di quello di una sveglia, che si potrebbe

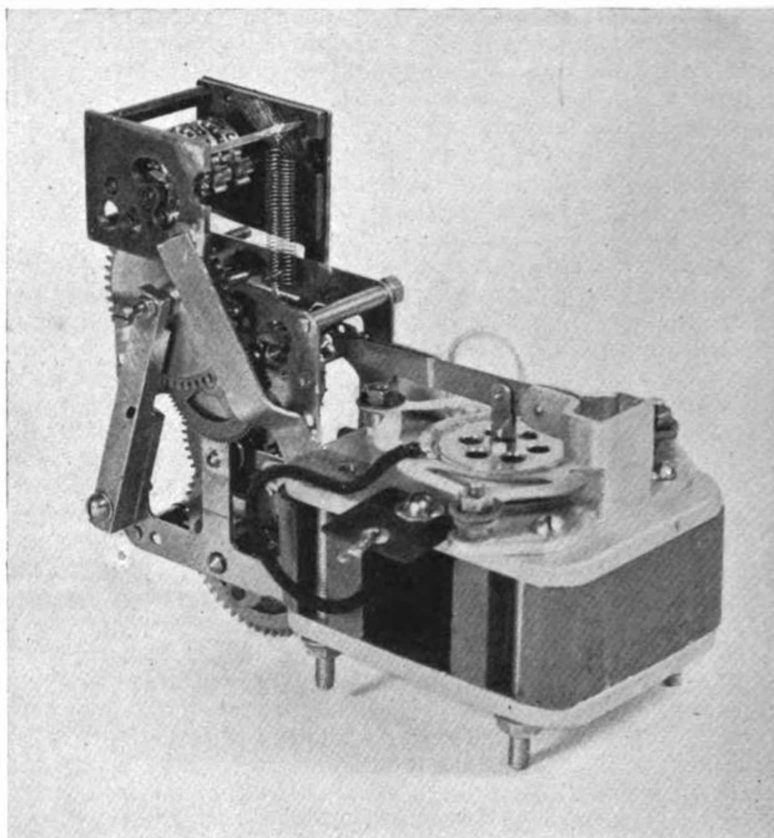


Fig. 2. — Vista d'insieme del numeratore meccanico d'impulsi a frequenza elevata.

paragonare ad un servomotore: ad esso fu tolto naturalmente il bilancere e furono opportunamente proporzionati i rapporti demoltiplicativi susseguenti alla molla di carica.

Il risultato equivale a quello che si avrebbe conservando il bilancere, con la differenza che ora il movimento è comandato; quindi ad ogni impulso elettrico corrisponde lo scatto di un dente della ruota che si vede in figura 2 a sinistra in alto. Quest'ultima imbocca nella rotella propria del numeratore di colpi e ne determina il cambio dei numeri. Il numeratore stesso è del tipo normale usato per la registrazione delle conversazioni telefoniche; di esso si sono però conservati soltanto i rulli porta cifre.

In tal modo è stato attuato un contacolpi, il quale, per l'inerzia minima della parte meccanica e per essere integrato da un vero e proprio servomotore che fornisce agli ingranaggi del numeratore una coppia praticamente costante, può essere impiegato ad una elevata cadenza di impulsi.

In una prima esperienza preliminare, avvicinando al tubo di Geiger e Müller un tubetto contenente un milligrammo e mezzo di radium, si è giunti a registrare una frequenza di 1600 impulsi per minuto primo, senza che nulla, nel comportamento meccanico del numeratore, lasciasse supporre di essere prossimi al limite superiore di frequenza.

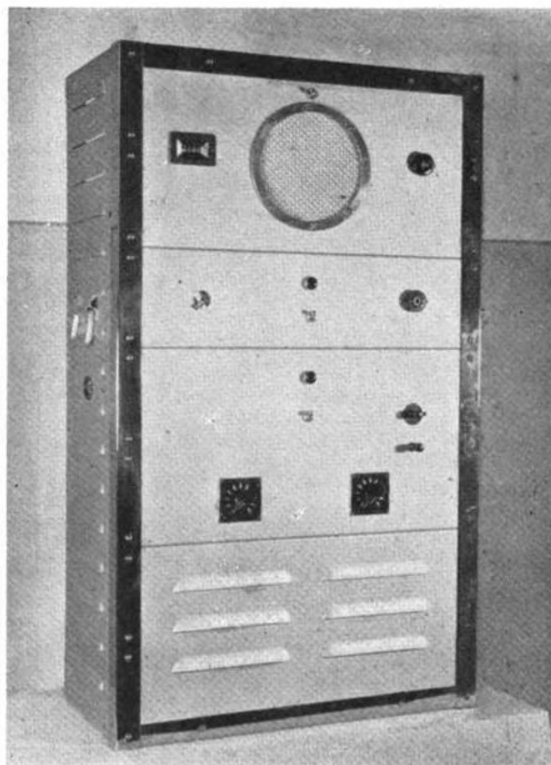


Fig. 3. — Pannello anteriore dell'apparecchio numeratore d'impulsi.

Comune a tutti i numeratori comandati elettricamente è l'inconveniente che qualche impulso, o per essere troppo vicino all'impulso precedente, o per essere più debole del minimo necessario per far scattare il numero precedente, possa venir saltato.

Anche sotto tale punto di vista, questo numeratore rappresenta una soluzione ottima per merito dell'interposizione di un servomotore fra l'organo ricevente l'impulso e il numeratore che assorbe energia, come si è detto prima. Si è fatto in modo, curando molto la rifinitura meccanica, che il servomotore potesse essere azionato da una energia minima, e

venisse quindi corrispondentemente ridotto, in confronto ad altri sistemi, il pericolo del salto di qualche impulso. Per la stessa ragione è stato giudicato opportuno disporre ai capi del secondario del trasformatore dello stadio finale di una potenza relativamente grande, quale quella ottenibile da due tubi 6L6 montati in controfase, che sembrerebbe a prima vista eccessiva.

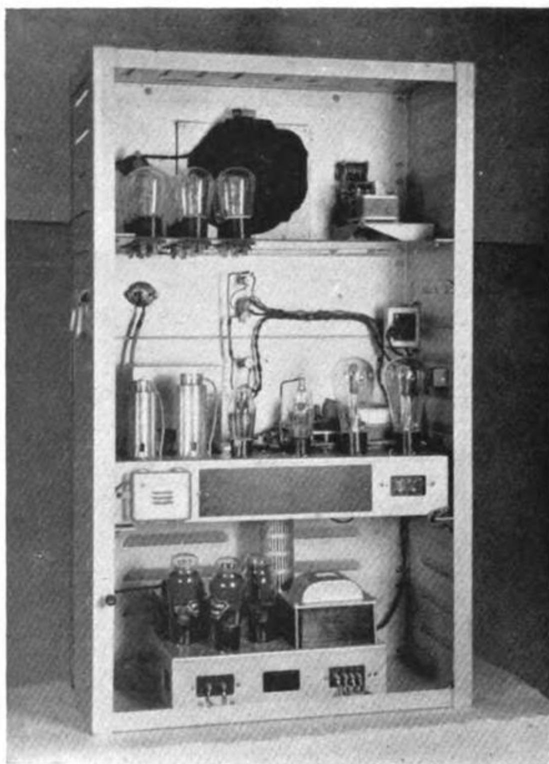


Fig. 4. — Vista interna dell'apparecchio numeratore d'impulsi.

Non si sono ancora potute fare prove per stabilire in modo certo quale può essere il massimo numero di colpi registrabili al minuto: non è neppure facile apprezzare e tanto meno calcolare l'appesantimento introdotto sull'asse della bobina mobile dalla levetta che comanda lo scappamento, tenendo conto anche del leggero attrito che la molla di carica esercita, attraverso vari rapporti demoltiplicativi, sullo scappamento stesso. Il numeratore meccanico per conto suo offre una resistenza minima se è già originariamente ben costruito. Tutto sommato pensiamo di non

essere lontani dal vero attribuendo al nostro numeratore l'attitudine a lavorare regolarmente fino a circa 2500 colpi al minuto; senza per altro negare a priori che tale cifra possa essere migliorata, e non di poco, attraverso una costruzione meccanica perfezionata. Questo risultato è in ogni modo incoraggiante se si pensa che la massima velocità raggiunta dai vari tipi di numeratori meccanici comandati elettricamente è stata fin qui, secondo informazioni recenti, variabile fra i 400 e i 700 colpi al minuto. A titolo di confronto è utile aggiungere che quando si sono dovuti superare tali limiti, si sono fino ad ora usati sistemi elettrici complicati (prevalentemente contatori fotoelettrici) che si valgono di un principio detto di divisione, per il quale il contatore riceve un impulso per ogni dato numero di impulsi applicati alla fotocellula. Il fattore di divisione introdotto è usualmente due o una potenza di due, cioè il contatore risponde per ogni due, quattro, otto o sedici impulsi ricevuti. Si ha notizia che con un simile contatore fotoelettrico, costruito dalla « United Cinephone Corporation » è stato possibile recentemente contare fino a 5000 impulsi al minuto.

Nella figura 3 viene mostrata la fronte dell'apparecchio. Si distinguono, oltre a due interruttori di linea con relative gemme luminose, due comandi manuali: uno regola la tensione applicata al tubo di Geiger e Müller, l'altro il grado di amplificazione degli impulsi. Nella parte superiore si vedono il numeratore, che si trova al fondo della mostrina svasata, un altoparlante spia, che si può mettere in corto circuito, e una lampada al neon. Questa è applicata ai capi del primario del trasformatore di potenza, da cui è per altro disaccoppiata (per quanto riguarda la tensione continua) mediante condensatori; ad ogni impulso essa si accende. Pertanto l'impulso originario può contemporaneamente essere contato, visto e sentito.

La figura 4 mostra la disposizione complessiva dei vari elementi, suddivisi in tre piani: in basso lo stadio finale con l'alimentatore per tutta la parte amplificatrice; nel piano medio il preamplificatore, e il raddrizzatore a 1500 V per il contatore di Geiger e Müller (per evitare ogni rumore d'induzione nell'amplificatore fu necessario allontanare dalla loro posizione naturale, nell'interno del telaio, i vari componenti del circuito d'entrata, e portarli all'esterno racchiudendoli in una scatola metallica, che si vede in figura, a sinistra); in fine in alto i tubi stabilizzatori di tensione, il numeratore d'impulsi, l'altoparlante e il tubo indicatore al neon.

INFORMAZIONI E NOTIZIE

Corso di perfezionamento in Elettrotecnica (Sezioni: Costruzioni Elettromeccaniche e Comunicazioni Elettriche). — Il R. Politecnico di Torino rende noto che sono aperte le iscrizioni al Corso di perfezionamento in Elettrotecnica (Sezioni: Costruzioni Elettromeccaniche e Comunicazioni Elettriche), diretto dal prof. G. Vallauri, presso l'Istituto Elettrotecnico Nazionale « Galileo Ferraris ».

La Scuola di perfezionamento in Elettrotecnica « Galileo Ferraris » comprende i seguenti insegnamenti generali:

Elettrotecnica generale e complementare (prof. G. Vallauri); *Misure elettriche* (prof. L. Ferraris); *Impianti elettrici* (prof. C. Palestrino); *Costruzioni elettromeccaniche* (prof. G. M. Pestarini); *Comunicazioni elettriche* (prof. E. Soleri).

Da tali insegnamenti generali possono essere esentati quegli iscritti, che provino di aver precedentemente seguito con profitto corsi equivalenti.

Per ciascuna delle due Sezioni vengono inoltre svolti insegnamenti speciali, integrati da gruppi di conferenze di carattere monografico come è sotto specificato.

Il Corso ha la durata di un anno accademico. Ad esso possono essere iscritti i laureati in ingegneria od in fisica. La Scuola rilascia un diploma di perfezionamento in Elettrotecnica (Sezione Costruzioni Elettromeccaniche, ovvero Sezione Comunicazioni Elettriche).

Possono venir ammessi alla Scuola gli ufficiali in servizio permanente effettivo di artiglieria, genio e marina, anche se sprovvisti di diploma di ingegnere. Ad essi verrà rilasciato un semplice certificato degli esami superati.

Gli esami delle materie speciali per ciascuna Sezione si svolgeranno durante la sessione estiva. L'esame di diploma si svolgerà nella sessione autunnale, non oltre il 15 dicembre, dopo che il candidato avrà svolto un lavoro di diploma di carattere teorico e sperimentale.

Oltre che come semplici iscritti, si può essere ammessi a seguire il Corso come allievi interni. Gli allievi interni frequenteranno il labora-

torio con orario normale (dalle ore 8,15 alle 12 e dalle 14,15 alle 18, tutti i giorni feriali, escluso il sabato fascista) dal 10 gennaio alla fine di dicembre 1939, esclusi due mesi di ferie; essi seguiranno l'attività normale del Reparto dell'Istituto, cui saranno assegnati.

Fra gli allievi interni i più meritevoli potranno essere assegnatari di borse di studio, costituite con mezzi forniti dalla Fondazione Politecnica e dall'Istituto Elettrotecnico Nazionale. Tali borse, assegnate a giudizio insindacabile di apposita Commissione, sono di L. 7000 ognuna, suddivise in 10 assegni di 580 lire per ogni mese di presenza, ed un premio di 1200 lire, da conferirsi, al termine del godimento della borsa, su parere conforme della Commissione chiamata ad esaminare il lavoro di diploma. Potranno inoltre essere concessi altri premi agli allievi che se ne dimostrassero particolarmente meritevoli. L'esito del Corso di perfezionamento potrà essere considerato come titolo di preferenza per eventuale assunzione nel personale dell'Istituto.

Per la Sezione Costruzioni Elettromeccaniche verranno svolti i seguenti corsi:

a) Corsi speciali:

Particolarità sulla regolazione delle macchine (prof. L. Ferraris); *Della stabilità e della asimmetria di carico nelle macchine e linee elettriche* (prof. G. M. Pestarini); *Materiali speciali per elettrotecnica* (prof. C. Chiodi); *Dei fenomeni elettrici transitori; metodi ed apparecchi per la loro misura* (prof. A. M. Angelini); *Dei raddrizzatori e dei mutatori* (prof. A. Asta); *Della metadinamo* (dott. ing. A. Carrer); *Problemi meccanici nelle costruzioni delle macchine elettriche* (dott. ing. R. Gatti); *Fotometria e illuminazione* (prof. R. Deaglio).

b) Corsi monografici e gruppi di conferenze (da svolgersi da parte di specialisti):

Macchine speciali; Trazione elettrica; Impianti di riscaldamento; Tecnologie speciali; Organizzazione industriale.

Sotto la guida degli insegnanti dei singoli corsi verranno eseguite prove di laboratorio e misure, relative agli argomenti svolti. Le lezioni speciali e conferenze per la Sezione Costruzioni Elettromeccaniche saranno in numero di quattro per settimana.

Per l'iscrizione alla Sezione Costruzioni Elettromeccaniche del Corso, sono messe a concorso tre borse di studio per allievi interni, secondo le norme indicate.

Per la Sezione Comunicazioni Elettriche verranno svolti i seguenti corsi:

a) Corsi speciali:

Generalità sulle misure nella tecnica delle comunicazioni (dott. ing. P. Lombardi); *Circuiti di comunicazioni elettriche* (dott. ing. A. Ferrari-Toniolo); *Radiotecnica generale* (dott. E. Fubini-Ghiron); *Radioricevitori*

(dott. E. Fubini-Ghiron); *Misure radiotecniche* (dott. ing. P. Pontecorvo); *Radiotrasmettitori* (dott. ing. P. Pontecorvo); *Elettroacustica* (dott. ing. A. Gigli); *Tecnica telefonica e telegrafica* (prof. E. Soleri); *Trasmissioni telefoniche speciali* (dott. ing. A. Ferrari-Toniolo); *Fotometria e illuminazione* (prof. R. Deaglio).

b) Corsi monografici e gruppi di conferenze (da svolgersi da parte di specialisti):

Antenne direttive; Microonde; Disturbi alle radiotrasmissioni; Televisione; Cellule fotoelettriche; Telefonia automatica; Tecnologie speciali.

Sotto la guida degli insegnanti dei singoli corsi verranno eseguite prove di laboratorio e misure, relative agli argomenti svolti. Tali esercitazioni occuperanno tre pomeriggi alla settimana. Le lezioni speciali e le conferenze per la Sezione Comunicazioni Elettriche saranno in numero di dieci per settimana. Verranno organizzate visite, in Torino e fuori, a stazioni radiotrasmittenti, a centrali telefoniche, telegrafiche e fototelegrafiche, e ad industrie della tecnica delle comunicazioni elettriche.

Per l'iscrizione alla Sezione Comunicazioni Elettriche del Corso, sono messe a concorso quattro borse di studio per allievi interni.

Le lezioni avranno inizio il 10 gennaio 1939 e termineranno il 30 giugno 1939.

Per l'iscrizione all'una o all'altra delle Sezioni del Corso è necessario compilare domanda in carta legale da L. 4 indirizzata al Direttore del Politecnico e inviarla alla Segreteria (Castello del Valentino) entro il 31 dicembre 1938, allegando: *a*) diploma o certificato di laurea in ingegneria od in fisica; *b*) diploma originale di studi medi e *c*) certificato di nascita debitamente legalizzato (per i laureati provenienti da altri Istituti); *d*) fotografia recente, autenticata dal Podestà, con la legalizzazione dell'autorità prefettizia.

Per l'ammissione al Corso come allievi interni deve essere inviata domanda separata, in carta libera, al Presidente dell'I.E.N.G.F., entro il 15 dicembre 1938. In tale domanda si dovrà specificare se si aspira ad una delle borse di studio per l'una o l'altra Sezione; e si allegherà una breve esposizione relativa ai titoli scolastici conseguiti, ai lavori precedentemente svolti, alla conoscenza di lingue estere, nonchè qualunque documento atto a comprovare la preparazione del candidato.

Gli ammessi al Corso dovranno pagare la tassa di iscrizione di L. 500; la sopratassa per l'esame di diploma di L. 50; il contributo per le opere sportive e assistenziali di L. 25; il premio di assicurazione contro gli infortuni di L. 15; e la tassa di L. 200 per il ritiro del diploma finale.

Per ulteriori chiarimenti ci si rivolga all'ufficio di direzione del Corso (dott. ing. A. Ferrari-Toniolo, I.E.N.G.F., Corso Massimo d'Azeglio 42, Torino).

Re.

Vol. VII - N. 8-9 Ago.-Set. 1938-XVI

ALTA FREQUENZA

SOMMAIRE

L'article est divisé en trois parties: dans la première partie, après quelques considérations générales, on résume brièvement l'étude de Hoerschelmann, relative au cas d'un doublet horizontal; on prouve qu'on peut arriver aux mêmes conclusions en appliquant le théorème de réciprocité à une paire de doublets, l'un vertical et l'autre horizontal.

Dans la seconde partie, afin de pouvoir appliquer les résultats obtenus pour un doublet élémentaire au cas d'une antenne de longueur finie, on introduit l'idée de « longueur efficace », qui tient compte de la distribution du courant sur l'antenne et du retard propre aux actions de rayonnement des différentes parties de celle-ci et qui permet en conséquence de calculer le moment magnétique du doublet élémentaire équivalent à l'antenne dans une direction de propagation déterminée. Dans la direction longitudinale, qui est celle de la captation et du rayonnement maxima, la longueur efficace d'une antenne constituée par deux parties symétriques de longueur L est tout simplement L, dans le cas où la vitesse de propagation le long du fil est sensiblement égale à la vitesse de la lumière. Toutefois, lorsque l'antenne est extrêmement rapprochée d'un sol imparfaitement conducteur, cela n'est pas admissible; on indique alors un procédé approximatif, dérivé de Carson, qui permet de prévoir les variations des valeurs de la longueur efficace et de la résistance équivalente de l'antenne. On a, dans le cas le plus simple, des formules pratiques pour déterminer à l'avance le champ. Lorsque on opère sur des portions limitées de terrain, en se servant d'un mesureur de champ, il est ainsi possible de déterminer rapidement la conductivité du terrain près de l'antenne. On peut aussi déterminer la permittivité avec une seconde mesure à une fréquence très élevée.

Dans la troisième partie on expose les résultats de mesures de champ, sur des terrains divers et dans différentes conditions expérimentales.

Les résultats sont conformes aux prévisions et indiquent que la conductivité des terrains aux alentours de Rome est de l'ordre de $5 \cdot 10^{-2}$ *S/m, dans des conditions d'humidité normales.*

Enfin on résume des indications utiles à l'emploi en campagne des antennes horizontales. On donne des indications au sujet de la longueur d'onde optima pour une liaison entre deux antennes horizontales (ou bien entre deux cadres). La hauteur à laquelle il convient disposer les antennes n'est pas critique et elle est généralement de l'ordre de grandeur de centième de λ*. Il importe aussi d'observer qu'au moyen d'une antenne, dont le développement est en grande partie horizontal, on peut obtenir des diagrammes de rayonnement dans une seule direction, ayant la forme de cardioïdes.*

La méthode de Latmiral-Vecchiacchi, consistant à mesurer les résistances équivalentes en dérivation au moyen de dynatrons, se heurte à des limitations dans le domaine des fréquences élevées.

La première limitation est due à ce que la capacité anode-cathode du tube et la résistance équivalente aux pertes diélectriques du tube sont inévitablement branchées en dérivation sur le circuit de mesure: les corrections que l'on devrait introduire deviendraient trop importantes au delà d'une certaine fréquence.

On peut cependant poursuivre les mesures au delà de cette limite, avec une méthode utilisant le même principe. Pour appliquer cette méthode il faut admettre que seule la conductance négative de l'admittance anode-cathode soit fonction de la polarisation de la grille du dynatron.

Pour ce qui a trait à des fréquences encore plus élevées, il faut tenir compte des coefficients de self-induction des conducteurs placés à l'intérieur du tube et des coefficients d'induction mutuelle; ceux-ci, avec les capacités entre électrodes, produisent:

a) un couplage réactif entre la plaque et les autres électrodes;

b) une variation de la conductance positive anode-cathode en fonction de la polarisation de grille.

On démontre que, pour des tubes ayant une émission secondaire capable d'invertir le sens du courant plaque et en choisissant comme point de repos celui de courant plaque nul, le couplage réactif (a) ne modifie point l'amplitude de l'oscillation fondamentale: il introduit uniquement des variations négligeables dans le pourcentage du deuxième harmonique. Étant donné qu'on remonte à la résistance dynamique en appréciant l'égalité de la tension des oscillations dans deux conditions particulières, on conclut que l'effet réactif étudié n'agit aucunement sur la mesure.

On calcule la variation de l'admittance anode-cathode (b) d'après la méthode de Strutt et l'on conclut que, pour le point de travail choisi, elle peut être négligée.

La méthode de mesure, pour ce qui a trait aux causes examinées, paraît donc utilisable sans erreurs jusqu'à des fréquences de l'ordre de la moitié de la fréquence de résonance des circuits constitués par le tube lui-même, c'est-à-dire jusqu'à des fréquences de 50 à 150 MHz, suivant le tube employé.

On expose les résultats d'une série de mesures systématiques de résistance à haute fréquence exécutées sur la majorité des types de résistances construites en Italie, pour avoir à sa disposition les données de fonctionnement relatives à ces résistances. On donne aussi les résultats de mesures effectuées sur un certain nombre de résistances de fabrication étrangère.

On a employé, dans ce but, la méthode Latmiral-Vecchiacchi pour la mesure des résistances dynamiques des circuits oscillatoires, qui est rapide et précise. On met au point les modalités de son utilisation et on discute la précision des résultats.

Suivant la méthode de Howe on peut étudier le fonctionnement d'une résistance à radiofréquence comme s'il s'agissait d'une ligne en court circuit, dont la résistance en série et la capacité en dérivation sont constantes. Le rapport $\frac{R_f}{R_{cc}} = \frac{\text{résistance h. f.}}{\text{résistance c. c.}}$ *dépend de la valeur du paramètre* $f \cdot l \cdot C \cdot R_{cc}$.

La théorie de Howe a été confirmée expérimentalement par Hartshorn, par des mesures de résistance à haute fréquence et par l'évaluation de la capacité $l \cdot C = C_d$, *évaluation qui n'est point facile pour des capacités inférieures à* $1\ \mu\mu F$.

Cette difficulté peut être surmontée par une méthode graphique, en choisissant comme paramètre $f \cdot R_{cc}$ *au lieu de* $f \cdot l \cdot C \cdot R_{cc}$.

En disposant des résultats d'un grand nombre de mesures sur des résistances fabriquées en Italie, on a pu ainsi calculer la valeur de C_d *pour les divers types, en vérifiant qu'il y a un très bon accord entre la théorie de Howe et les résultats des mesures. On a pu enfin mettre en évidence les liens entre les dimensions géometriques et les propriétés électriques des résistances.*

Dans la première partie on expose les connaissances et les considérations générales pouvant être utiles soit pour l'étude des propriétés des condensateurs variables à air aux basses fréquences et aux fréquences radio (jusqu'à 10 MHz), soit pour le choix de la meilleure méthode de mesure des éléments dont dépend la façon de se comporter de ces conden-

sateurs et pour l'application de ces méthodes. On discute les origines, les caractéristiques et les effets de ces éléments et leur façon d'agir aux différentes fréquences.

Dans la deuxième partie on passe en revue les méthodes proposées pour la mesure à fréquence radio des éléments fondamentaux, en les faisant précéder de quelques remarques d'ordre pratique sur l'usage des méthodes de résonance qui sont celles que l'on emploie généralement aux fréquences élevées.



Vol. VII - N. 8-9 Ago.-Set. 1938-XVI

ALTA FREQUENZA

CONTENTS

a) a reactive coupling between plate and other electrodes;

b) a variation in the positive conductance component between anode and cathode, when grid bias is varying.

It is demonstrated that for tubes with secondary emission sufficient to reverse the plate current, and if the working point is that for which the current is zero, the reactive coupling (a) does not modify the amplitude of the fundamental frequency of the oscillation, introducing only negligible increase in the second harmonic component; as the dynamic resistance is deduced from the equality of the oscillating voltage in two conditions, it may be concluded that the reactive effect has no influence on the measurement.

The variation in the anode-cathode admittance (b) is calculated following Strutt and the result is, that, at the chosen zero-current working point, it also may be neglected.

The method of measurement may therefore be used without errors due to these causes up to frequencies about a half of the resonance frequency of the inner circuits of the tube, i. e. up to 50-150 MHz according to the type of tube.

The results are given of a series of measurements at radio-frequencies on most of the types of resistors made in Italy, in order to provide information on their behaviour at such frequencies. The results of measurements on some resistors of foreign make are also included.

The Latmiral-Vecchiacchi method for measuring dynamic resistances of oscillating circuits is used, owing to its quickness and precision. The details of procedure are described and the precision of results is discussed.

According to Howe's theory, a resistor may be considered as a short circuited line with constant series resistance and parallel capacity per unit length. The ratio $\frac{R_f}{R_{cc}} = \frac{R.\ F.\ resistance}{D.\ C.\ resistance}$ *is a function of the parameter* $f \cdot l \cdot C \cdot R_{cc}$.

Howe's theory has been tested by Hartshorn, by R. F. measurements of resistance and by evaluation of the factor $l \cdot C = C_d$, *which is liable to be difficult in the case of capacitances less than 1 micromicrofarad.*

It is shown that the difficulty may be avoided by a simple graphical method, which consists in using $f \cdot R_{cc}$, *instead of* $f \cdot l \cdot C \cdot R_{cc}$, *as a parameter.*

From the results of a series of measurements on a set of resistors of Italian manufacture, the value of C_d *is calculated; Howe's theory is found to be very closely followed and the dependence of electrical properties of the resistor on its geometrical dimensions is discussed.*

CONTENTS

Vol. VII - N. 8-9 Ago.-Set. 1938-XVI

ALTA FREQUENZA

INHALT

Bei noch höheren Frequenzen muss man die Selbst- und Gegeninduktivitäten der Verbindungen im Inneren der Röhre in Betracht ziehen, welche in Gemeinschaft mit den Elektrodenkapazitäten zu folgenden Erscheinungen führen:

a) Rückkopplung zwischen Anode und den anderen Elektroden;

b) Aenderung der positiven Leitwertkomponente zwischen Anode und Kathode bei Aenderung der Gittervorspannung.

Es wird gezeigt, dass wenn bei Röhren, die über genügende Sekundäremission verfügen um die Richtung des Anodenstroms umzukehren, als Arbeitspunkt derjenige mit Anodenstrom null gewählt wird, die Rückkopplung (a) die Amplitude der Grundschwingung nicht beeinflusst, und nur vernachlässigbare Erhöhungen im prozentualen Anteil der zweiten Oberschwingung einführt: da man den Resonanzwiderstand durch Abschätzung der Gleichheit der Resonanzspannung bei zwei bestimmten Zuständen erhält, entnimmt man dass der Rückkopplungseffekt die Messungen nicht beeinflusst.

Die Aenderungen im gerichteten Leitwert Anode-Kathode (b) werden nach Strutt berechnet und man erkennt, dass sie im gewählten Arbeitspunkt vernachlässigt werden können.

Die Messmethode erscheint demnach, im Rahmen der untersuchten Fehlermöglichkeiten, bis zu Frequenzen verwendbar, die ungefähr bei der Hälfte der Eigenresonanzfrequenz liegen, die durch die inneren Verbindungen und Kapazitäten der Röhre bestimmt wird; also bis zu Frequenzen von 50-150 MHz je nach der verwendeten Röhre.

Es werden die Messergebnissen einer Reihe systematischer Widerstandmessungen bei Hochfrequenz dargelegt, die an Widerständen von fast allen italienischen Widerstandsfabriken und an einigen ausländischen Widerständen vorgenommen worden sind, um die Betriebswerte zur Verfügung zu haben.

Man hat die Methode nach Latmiral-Vecchiacchi für die Bestimmung der dynamischen Widerstände von Schwingungskreisen vorgezogen, weil sie ein rasches und genaues Messverfahren darstellt, dessen Anwendungsmodalitäten und die Genauigkeit der Messergebnisse betrachtet werden.

Nach Howe kann ein Hochohmwiderstand als eine kurzgeschlossene Leitung mit konstantem Serienwiderstand und konstanter Pareilelkapazität pro Längeneinheit angesehen werden. Das Verhältniss $\frac{R_f}{R_{cc}} = \frac{\text{H. F. Widerstand}}{\text{Gl. Strom Widerst.}}$ *ist vom Parameter* $f \cdot l \cdot C \cdot R_{cc}$ *abhängig.*

Die theorie von Howe wurde von Hartshorn mittels Hochfrequenz-


VITTORIO EMANUELE
BIBLIOTECA
N. ROMA

PUBBLICAZIONI DELL' A. E. I.

L'ELETTROTECNICA - Periodico quindicinale.
Giornale ed atti dell'A. E. I. (si pubblica il 10 e il 25 di ogni mese).

Annate arretrate . . . . cad.	L.	100,—
Abbonamento: per il regno	»	120,—
per l'estero	»	180,—
Un numero separato: per il Regno	»	6,—
per l'Estero	»	8,—

ALTA FREQUENZA - Periodico mensile.
Rivista di Radiotecnica, Telefonia e Acustica applicata.

Annata 1932	L.	30,—
Annate 1933-34-35-36-37 . . . . cad.	»	40,—
Abbonamento 1938	»	50,—
per i Soci AEI e SIF	»	40,—
Un numero separato	»	6,—

ANNUARIO A. E. I. - N. 1 (Gennaio) - Elenco Soci - Pubblicazioni . Prezzo	L.	3,—
	gratis ai Soci	
N. 2 (Luglio) - Repertorio Elettrotecnico - Variazioni al N. 1 . Prezzo	L.	3,—
	gratis ai Soci	

NORME DEL C. E. I.

Norme **Lampade** Elettriche - **Linee** aeree (Cap. III Norme impianti) Prezzo	L.	3,—
per i Soci	»	2,—
Norme **Cavi** isolati in carta - **Conduttori** isolati in gomma - **Conduttori** in rame nudo - **Contatori** monofasi - **Impianti** elettromedicali - **Impianti** teatri - **Interruttori** - **Isolatori** in porcellana - **Isolatori** in vetro - **Linee** aeree di contatto - **Motori** primi idraulici - **Motori** trazione - **Olii** - **Protezione** radioaudizioni - **Raddrizzatori** a vapori di mercurio - **Trasformatori** di misura - **Tubi** elettronici . Prezzo di ciascun fascicolo	L.	4,50
per i Soci	»	3,—
Norme **Impianti Elettrici**	»	6,—
per i Soci	»	4,—
Norme **Macchine Elettriche** - **Impianti di bordo** . Prezzo di ciascun fascicolo	L.	9,—
per i Soci	»	6,—

Raccolta completa Norme sconto del 10% sui prezzi esposti.

STATISTICA DEGLI IMPIANTI ELETTRICI IN ITALIA.

Vol. I. - Dati elettrotecnici sulle distribuzioni di energia elettrica nei Comuni, Impero e Colonie d'Italia (IV edizione)	L.	9.—
Vol. II. - Elenco delle **Centrali** di produzione di energia elettrica Prezzo ridotto	»	100,—
per i Soci	»	60,—

PUBBLICAZIONI VARIE.

L'OPERA DI A. VOLTA . . . . . L. 25,— per i Soci	»	10,—
A. PACINOTTI: Descrizione di una macchinetta elettromagnetica (in 5 lingue)	»	4,—
REPERTORIO ELETTROTECNICO	»	3,—

DESCRIZIONE IMPIANTI ELETTRICI. - Fascicoli pubblicati:

1o **Impianto di Crego** della Soc. Imprese Elettriche Conti.
2o **Impianti del Tanagro e Aventino** della Soc. Forze Idroelettriche Meridionali.
3o **Impianti Piave-Santa Croce** del Gruppo Soc. Adriatica d'Elettricità. (esaurito)
4o **Impianti sul fiume Lys** della S. I. P. Breda.
5o **Impianto del Temù in Valle Camonica** della Soc. Generale Elettrica dell'Adamello (esaurito).
6o **Impianto di Iselle** della Soc. Italiana Imprese Elettriche Dinamo (esaurito).
7o **Impianto di Valdo** della Soc. Imprese Elettriche Conti (esaurito).
8o **Impianti Idroelettrici di Val Cenischia** della Soc. Forze Idrauliche del Moncenisio (esaurito).
9o **Impianto del Matese** della Soc. Meridionale di Elettricità (esaurito)
10o **Impianto di Gallicano** della Soc. Ligure Toscana di Elettricità
11o **Impianto del Tirso** della Soc. Elettrica Sarda.
12o **La nuova Centrale termoelettrica « Maurizio Capuano »** della Soc. Meridionale di Elettricità.
13o **La nuova Centrale termoelettrica di Livorno** della Soc. Elettrica Ligure Toscana.
14o **Impianto di Covalon nella valle del Marmore** del Gruppo S. I. P.
15o **Impianto di Sonico** della Soc. Generale Elettrica dell'Adamello
16o **Impianto di Venezia-Marghera** della Soc. Adriatica di Elettricità.
18o **Impianto sul Fiumi Nera e Velino** della Terni.
19o **Sottostazione « Alessandro Volta »** di Cislago.
20o **Impianto dell'Isonzo.**
21o **Impianto Idroelettrico Automatico** 3o Salto Neto.
22o **Impianto Piave-Ansiel e la Centrale di Pelos.**
23o **La Centrale Idroelettrica di Suviana.**
24o **Sottostazione di Borgomanero.**

Prezzo per ogni fascicolo	L.	7,50
per i Soci	»	4,—
Prezzo del fascicolo 18o	L.	10,—
per i Soci	»	6,—
Prezzo dei fascic. 23o e 24o	L.	10,—
per i Soci	»	6,—

(continua alla pagina seguente)

Segue PUBBLICAZIONI DELL'A. E. I.

MONOGRAFIE dell'A. E. I.:

1. U. BORDONI: I fenomeni elettrici dell'atmosfera e la protezione degli edifici dalle scariche temporalesche	L.	8,—
per i Soci	»	4,—
2. E. BOTTANI: La moderna matematica dei circuiti trifasi	»	10,—
per i Soci	»	4,—
3. U. BORDONI: La fotometria moderna: i suoi problemi e le sue tendenze	L.	8,—
per i Soci	»	4,—
4. R. SAN NICOLO': Le tendenze moderne nella tecnica degli impianti a vapore	L.	8,—
per i Soci	»	4,—
5. G. C. VALLAURI: Convertitori statici di corrente elettrica	»	8,—
per i Soci	»	4,—
6. A. BARBAGELATA: La protezione contro le sovracorrenti	»	8,—
per i Soci	»	4,—
7. C. RIMINI: Fondamenti di geometria applicata alle correnti alternative	»	12,—
per i Soci	»	4,—
8. G. BUCHI: Funzionamento e costruzione in serie delle turbine idrauliche a reazione	»	10,—
per i Soci	»	4,—
9. L. LOMBARDI e G. CORBELLINI: Congresso mondiale dell'energia a Tokyo. Corrispondenze preliminari e riassunto dei lavori attinenti all'elettrotecnica	»	9,—
per i Soci	»	4,—
10. G. SILVA: Studio meccanico dei conduttori delle linee aeree (Problema statico)	»	10,—
per i Soci	»	4,—
11. E. SANTUARI: Alcune considerazioni sui sincroni e sugli asincroni	»	12,—
per i Soci	»	6,—
12. A. M. ANGELINI: Calcolo operatorio e studio dei circuiti elettrici in regime transitorio	»	12,—
per i Soci	»	8,—
13. N. CARRARA: Microonde - Teorie elettroniche dei Tubi a vuoto alle più alte frequenze - Generazione, trasmissione, propagazione, ricezione e tecnica delle microonde	»	12,—
per i Soci	»	8,—
Spese postali per ciascun fascicolo	»	1,50

RENDICONTI DELLE RIUNIONI ANNUALI.

Prima Serie (Estratti della Rivista « L'Elettrotecnica »):

Vol. I. 1922 - Milano: **Produzione e distribuzione dell'energia elettrica.**
Vol. II. 1923 - Venezia: **Applicazioni dell'energia elettrica.**
Vol. III. 1924 - La Spezia: **La illuminazione elettrica e l'inerente distribuzione dell'energia.**
Vol. IV. 1925 - Napoli: I. **Conversioni di forma dell'energia elettrica. - II. Mezzi per assicurare la continuità del servizio degli impianti elettrici.**
Vol. V. 1926 - Brescia: (esaurito).
Vol. VI. 1927 - Como: (esaurito).

Prezzo dei Volumi della Prima Serie	L.	30,—
per i Soci	L.	10,—

Nuova Serie (non pubblicati sulla Rivista « L'Elettrotecnica »):

Vol. I. 1928 - Genova: I. **Trazione elettrica ferroviaria e tranviaria. - II. Propulsione elettrica navale**	L.	60,—
per i Soci	»	32,—
Vol. II. 1929 - Pescara-Francavilla a Mare: I. **Elettroagricoltura.** - II. **Elettrotermica.** - III. **Elettrochimica**	»	55,—
per i Soci	»	32,—
Vol. III. 1930 - Trieste: (esaurito).		
Vol. IV. 1931 - Perugia: **Sottostazioni di trasformazione di energia elettrica**	»	75,—
per i Soci	»	32,—
Vol. V. 1932 - Firenze: I. **Correnti joniche ed elettroniche. Nuove applicazioni industriali. - Applicazioni elettroagricole (Diagrammi di consumo)**	»	60,—
per i Soci	»	32,—
Vol. VI. 1933 - Sorrento: **Materiali impiegati nelle costruzioni ed applicazioni elettriche**	»	40,—
per i Soci	»	32,—
Vol. VII. 1934 - Gardone: **Perturbazioni nel funzionamento degli Impianti Elettrici**	»	40,—
per i Soci	»	32,—
Vol. VIII. 1935 - Santa Margherita Ligure: **Misure** (in 3 fascicoli) opera completa	»	45,—
per i Soci	»	32,—
Per fascicolo separato	»	20,—
per i Soci	»	15,—
Vol. IX. 1936 - Roma: **Radioricevitori. - Comunicazioni su filo - Centrali idroelettriche**	»	75,—
per i Soci	»	60,—

Per acquisti rivolgersi all' **Ufficio Centrale dell'A. E. I.**
Via San Paolo, 10 — MILANO (2/2)

I VERSAMENTI possono essere eseguiti a mezzo posta giro al N. 3/1189 su Milano

ING. R. SAN NICOLÒ, *Direttore responsabile*

8181 - A.P.E. - Arti Poligrafiche Editrici - 2-9-38-XVI - TORINO, Via Menabrea 9.

Vol. VII - N. 10 (PUBBLICAZIONE MENSILE) OTTOBRE 1938 - XVI

ALTA FREQUENZA

RIVISTA DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA



SOTTO IL PATROCINIO

DEL CONSIGLIO NAZIONALE DELLE RICERCHE
DELL'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
DELLA SOCIETÀ ITALIANA DI FISICA





ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
MILANO (2/2) - VIA SAN PAOLO, N. 10

SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE

A.F. VII-10 OTT. 1938

VOL. VII — OTTOBRE 1938-XVI — N. 10

ALTA FREQUENZA

RIVISTA DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

Edita dall'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
Redazione: Torino (116), Corso Massimo d'Azeglio, 42. *Amministrazione:* Milano (2/2), Via S. Paolo, 10. *Ufficio Pubblicità:* Milano (2/2), Via S. Paolo, 10.

È gradita la collaborazione dei lettori. Gli scritti dei singoli Autori non impegnano la Redazione e quelli della Redazione non impegnano il Comitato Direttivo. I manoscritti non si restituiscono.

ABBONAMENTO ANNUO . . . L. 50
PER I SOCI A.E.I. O S.I.F. » 40
UN NUMERO SEPARATO . . » 6

ANNATE ARRETRATE (FINCHÈ DISPONIBILI)
I (1932) L. 30; II (1933), III (1934), IV (1935), V (1936), VI (1937) L. 40 CIASCUNA

SOMMARIO

Vol. VII Ottobre 1938-XVI N. 10

ALTA FREQUENZA



Esperimenti sugli ultrasuoni.

Quando nel 1932 due coppie di studiosi, P. Debye e F. W. Sears da un lato e R. Lucas e P. Biquard dall'altro, simultaneamente e indipendentemente, misero in evidenza la scoperta del fenomeno della diffrazione della luce per opera delle onde ultrasonore, le possibilità di studio della propagazione di queste fecero un vero e proprio balzo in avanti. E lo sperimentatore si trovò in possesso di uno strumento di lavoro d'incomparabile utilità.

Una recentissima rassegna (1) di tutte le pubblicazioni originali relative agli ultrasuoni comparse negli anni 1935 e 1936, escluse quelle aventi un carattere prettamente monografico o volgarizzativo, mette in evidenza come nel novero di codesti lavori, che assommano a circa 150, quasi la metà utilizzi in un modo o nell'altro il fenomeno citato. Prova evidente della straordinaria fecondità delle applicazioni di esso, sanzione pratica del suggestivo contenuto filosofico della scoperta: rendere « visibile » un suono che non è più « udibile », ricondurre sotto il potere di uno dei sensi ciò che riesce a sfuggire al dominio di un altro.

Il dottore GIACOMINI riporta, nel lavoro che presentiamo, illustrato da una brillante documentazione fotografica, i risultati di una serie di esperimenti compiuti sull'ottica degli ultrasuoni per l'appunto mediante il metodo delle immagini con luce diffratta. Alcune di tali esperienze, di carattere originale, si riferiscono alla rifrazione degli ultrasuoni mediante mezzi rifrangenti liquidi. Tutto l'insieme dell'interessante lavoro dà una chiara prova del grado di perfezione, cui si può giungere oggi con la tecnica sperimentale anche in questo campo.

Curve di risonanza.

Non vi è probabilmente radiotecnico che non si sia trovato ad affrontare problemi relativi ai fenomeni di risonanza, e che non sappia per

(1) E. BAUMGARDT: L'état actuel des recherches sur les ultrasons - Rev. d'Acoustique, 1937, VI, p. 178; 1938, VII, p. 39.

esperienza, come la risoluzione di essi si complichi notevolmente, non appena si tratti di circuiti risonanti in parallelo, anzichè in serie.

La difficoltà dei calcoli — o, per dir meglio, la loro laboriosità — aumenta se si considerano, come costituenti dei circuiti in esame, elementi con carattere anche dissipativo, cioè elementi con perdite, come quelli che offre la pratica. In tali casi si presentano altresì, ad una disamina particolareggiata, incertezze di tipo concettuale, in quanto le definizioni stesse, relative alle condizioni di risonanza, divengono molteplici e differenti.

Anche se ci si limita a considerare il tipo più semplice di circuito risonante in parallelo, con uno solo dei due elementi reattivi affetto da perdite, le grandezze che interessa conoscere (il modulo dell'impedenza Z e la sua fase φ, ovvero le sue due componenti ohmica R e reattiva X) risultano funzioni non molto semplici di quattro variabili: una capacità, un'induttanza, una resistenza e una pulsazione.

Nella vasta letteratura sul fenomeno della risonanza, molte sono le occasioni, in cui questa o quella delle quattro funzioni viene calcolata per casi particolari. Data tuttavia la loro dipendenza da quattro variabili, non è, evidentemente, agevole dare per esse una collezione completa di curve, ad esempio nel piano cartesiano, che ne permetta la determinazione per tutti i valori numerici che le variabili possono assumere nella pratica.

Vengono al massimo date ([2]) le formule necessarie a determinare i punti più caratteristici delle curve di risonanza, per i vari casi in cui si consideri, come variabile che determina la risonanza, la capacità ovvero l'induttanza ovvero la frequenza.

Per avere rappresentazioni grafiche complete e tuttavia contenute nel piano cartesiano, è necessario ridurre le variabili almeno a tre: ciò è possibile, se si considerano variabili relative, cioè riferite alle corrispondenti grandezze della risonanza ideale, e se s'introduce il così detto « fattore di bontà » $Q = \omega L/R_L$ per la bobina d'induttanza. In tal caso le funzioni Z, φ, R, X dipendono, ad esempio quando si considerino risonanze ottenute per variazioni di frequenza, dalle tre variabili: pulsazione relativa ω/ω_0, fattore di bontà Q e impedenza caratteristica Z_∞.

Alcune curve di questo genere, limitatamente alla considerazione di variazioni di frequenza e alla determinazione di R e X, e per uno o due valori particolari di Q, sono state tracciate dal Sandeman ([3]). Per il modo, in cui il problema è stato da lui posto, tali curve possono, nonostante le limitazioni accennate, considerarsi già di tipo generalizzato.

([2]) W. J. Seeley: J. A. I. E. E., 1928, XLVII, p. 662.
([3]) E. K. Sandeman: El. Comm., 1936, XV, p. 115.

Un ulteriore passo in questa direzione si ha quando si riducano le variabili indipendenti a due sole. Ciò si ottiene ricorrendo all'uso di una particolare variabile — nel caso in cui si considerino variazioni di frequenza — che gli anglosassoni chiamano « *fractional detuning* » e i tedeschi « *Verstimmung* », e che in italiano potrebbe denominarsi « disaccordo relativo ».

Uno dei migliori e più pratici esempi di curve di risonanza, generalizzate con l'uso per le ascisse di una variabile derivante dal prodotto del « disaccordo relativo » per il « fattore di bontà », è quello dato dal Terman (4). È assai notevole come queste curve si riducano praticamente ad una sola per i valori di Q compresi fra 25 e 500 e come la stessa curva possa rappresentare tanto la risonanza in serie quanto quella in parallelo; le curve del Terman si limitano tuttavia ai valori di Q su accennati, con la conseguenza di lasciare in ombra le anomalie, anche concettualmente interessanti, dei casi pratici rispetto all'ideale; ed inoltre si riferiscono unicamente a risonanze ottenute per variazioni di frequenza.



Le serie di curve, presentate in questo fascicolo dall'ingegnere FERRARI-TONIOLO, si avvicinano piuttosto al secondo dei tipi accennati, che non a quello del Terman; considerano risonanze ottenute sia per variazione di frequenza sia per variazione di capacità; si riferiscono, a complemento delle curve del Terman, anche a bassi valori di Q, cioè a casi in cui le anomalie reali rispetto all'andamento ideale sono appariscenti, e quindi si prestano anche ad illustrazioni didattiche; fanno uso, come ascisse, delle grandezze relative di più immediato uso e di più sollecita calcolazione in confronto con le grandezze del tipo del « disaccordo relativo ».

Esse vengono comprese in quella rubrica di « Tabelle e Dati », che vuol fornire al lettore della nostra rivista una sempre maggior disponibilità di materiale atto all' uso pratico applicativo od esemplificativo, all'agevolazione di calcoli, all'indicazione di dati di primo orientamento. Di tale rubrica, come già fu accennato ai suoi inizi, è auspicabile una frequente alimentazione da parte di coloro cui si offra l'occasione o la possibilità di raccogliere materia adatta: in particolare, fra gli altri, di quegli autori, che, avendo già svolto un qualche argomento dal punto di vista teorico, abbiano modo di mostrarne la sistematica applicazione pratica o esempi significativi di sviluppo.

LA REDAZIONE.

(4) F. E. TERMAN: Radio Engineering - McGraw-Hill, New York a. London, 1937, p. 56.

ALCUNI ESPERIMENTI DI OTTICA DEGLI ULTRASUONI

AMEDEO GIACOMINI

Si illustrano alcuni esperimenti di ottica, geometrica e ondulatoria, degli ultrasuoni. Ritrovati, mediante il metodo delle immagini con luce diffratta, i principali risultati già noti, se ne presentano alcuni altri nuovi.

Introduzione.

Mentre la maggior parte degli studiosi conosce assai bene i risultati conseguiti nello studio degli ultrasuoni di bassa frequenza, con particolare riferimento alla tecnica degli scandagli sottomarini, sono invece meno note le ricerche che, in questi ultimissimi anni, hanno avuto per campo d'indagine le onde ultrasonore di media ed alta frequenza (1).

Tali ricerche sono dominate, per così dire, da due fatti fondamentali: 1°) è possibile attuare generatori di ultrasuoni che forniscano potenze specifiche di emissione assai maggiori di quelle che si ottengono nell'acustica delle frequenze udibili; 2°) le lunghezze d'onda corrispondenti a frequenze così elevate sono molto piccole: per fissare un ordine di grandezza, si tenga presente che a 10^6 Hz le lunghezze d'onda ultrasonore nell'aria, nell'acqua e nel ferro sono, a temperatura normale, rispettivamente di 0,33, 1,45, 5,00 mm.

Ma vi è un altro fatto che si vuole qui porre in primo piano. Riferiamoci, per fissare le idee, ad un liquido ove la velocità di propagazione sia di 1000 $m \cdot s^{-1}$: le lunghezze d'onda λ facilmente ottenibili sono comprese fra un minimo dell'ordine del micron ed un massimo dell'ordine del centimetro. Ciò significa che non solo si dispone, per le lunghezze d'onda, di un intervallo notevolmente esteso, ma è altresì consentito considerare i corpi aventi dimensioni lineari tra il millimetro ed il centimetro, o piccoli o grandi rispetto alle lunghezze d'onda. È questo un caso particolarmente interessante, per quanto riguarda le interazioni fra le radiazioni ed i corpi; esso si verifica, nel campo delle onde elettro-

(1) Sembra logico fare una distinzione fra ultrasuoni di frequenza più o meno elevata in analogia a quanto si fa già per le onde elettromagnetiche. Una possibile classificazione è la seguente:

1°) ultrasuoni di bassa frequenza da 2×10^4 a 10^5 Hz
2°) » » media » » 10^5 » 10^6 »
3°) » » alta » » 10^6 » 10^7 »
4°) » » altissima » » 10^7 » 10^8 » o più.

magnetiche, solo per quelle che congiungono le onde hertziane con l'infrarosso: ed è ben noto che esse sono le più difficili, sia da produrre, sia da rivelare.

Sorge quindi spontanea l'idea di andare a ritrovare con gli ultrasuoni molti dei risultati pertinenti all'ottica geometrica e all'ottica ondulatoria, fruendo di condizioni sperimentali sotto alcuni aspetti più interessanti.

Questi ragionamenti, certamente sottintesi per gli studiosi che già hanno ripetuto le più semplici esperienze d'ottica servendosi delle radiazioni ultrasonore, sono stati qui messi in rilievo perchè il considerare le cose da un punto di vista generale può forse spianare la via al conseguimento di risultati nuovi. Ed appunto per ciò sono state eseguite le esperienze che qui vengono presentate. La loro attuazione è stata grandemente facilitata, in primo luogo perchè ho potuto disporre di un generatore di ultrasuoni di elevata potenza, precedentemente studiato allo scopo di darne un prototipo per l'industria nazionale, in secondo luogo perchè mi son valso quasi esclusivamente dell'elegante metodo di visualizzazione degli ultrasuoni, già usato recentemente per altri scopi da Bär, Parthasarathy, Hiedemann e Hoesch (²). Per questo, se, come verrà specificato di volta in volta, non tutte le esperienze hanno carattere di novità, quasi tutte segnano un progresso rispetto a quelle eseguite da altri autori.

Generatore di ultrasuoni ed apparecchiature sperimentali.

Generatore di alta frequenza. — Il requisito principale che si richiede normalmente ad un generatore di ultrasuoni è la costanza della frequenza; nel caso attuale, vale a dire per esperienze di carattere qualitativo, ho pensato di costruire un generatore, il quale, oltre a fornire

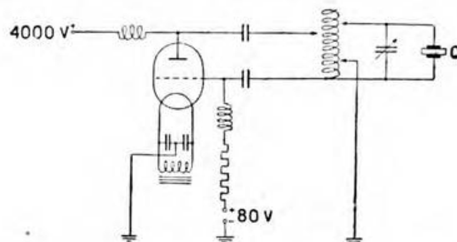


Fig. 1. — Particolare dello schema del generatore: *Q* - quarzo.

una potenza relativamente elevata, permettesse soprattutto di mutare facilmente, e tra vasti limiti, la frequenza di oscillazione. Per questo, prese le mosse dallo schema di oscillatore « a tre punti » (Hartley), ho

(²) R. Baer: Helv. Phys. Acta, 1936, IX, p. 617.
S. Parthasarathy: Proc. Indian Acad. Sci., 1936, IV, p. 555.
E. Hiedemann u. K. H. Hoesch: Z. f. Phys., 1937, CIV, p. 197.

reso facilmente intercambiabile il circuito oscillatorio. Come si vede nella fig. 1, l'alimentazione anodica del tubo, che è il triodo Philips TA 4/250, vien fatta in parallelo: con ciò è evitato ogni pericolo per le persone che venissero a contatto con il circuito di utilizzazione. L'oscillatore è del tipo autoeccitato, e la polarizzazione automatica di griglia è data con il consueto sistema della resistenza di autopolarizzazione; tuttavia, tenuto conto del fatto che il triodo funziona in classe C e che è facile porre in corto circuito accidentale il circuito di utilizzazione, si è aggiunta una polarizzazione indipendente di griglia di 80 V.

Alla alimentazione anodica del tubo provvede un raddrizzatore a due semionde, attuato mediante tubi a vapori di mercurio Philips 1832.

Per la frequenza di $3 \cdot 10^6$ Hz, la potenza ad alta frequenza ottenuta è di 150 W ed essa varia nei limiti consueti se si altera notevolmente la frequenza di lavoro.

Oscillatore ultraacustico. — Quali oscillatori ultraacustici ho sempre usato piastrine di quarzo (tagliate con le facce normali all'asse X) aventi il contorno circolare o il contorno isoelastico (3); quest'ultimo consente di avvicinarsi maggiormente alla condizione ideale d'irradiazione di un'onda piana.

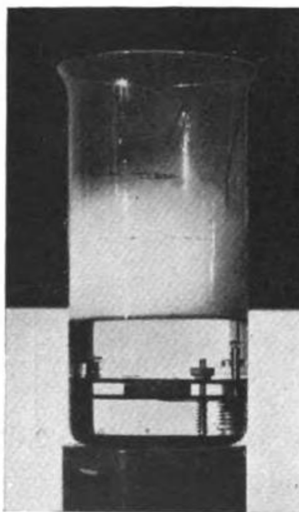


Fig. 2. — Formazione di una nebbia di xilolo mediante gli ultrasuoni. In basso, entro il liquido, è visibile la montatura del cristallo. Il diametro del recipiente è di 15 cm.

(3) H. Straubel: Z. f. H. F. Techn., 1931, XXXVIII, p. 19.
A. de Gramont: Recherches sur le quartz piézoélectrique - Édit. Revue d'Optique, Paris, 1935.

Tre diverse montature per cristalli sono state successivamente provate. La prima corrisponde, salvo alcuni miglioramenti, a quella di Sörensen (4) e si presta per far oscillare il cristallo in larghi recipienti: essa è visibile nella parte inferiore del « bicchiere » che appare in fig. 2. Con la seconda, simile a quella usata da Bez-Bardili (5), si sono eseguiti la maggior parte degli esperimenti che verranno descritti.



Fig. 3. — Un proiettore per ultrasuoni.

Una terza montatura, illustrata nella fig. 3, è ispirata da criteri affatto particolari. Infatti, mentre le prime due esigono che il cristallo venga fatto oscillare nel liquido stesso in cui avviene la propagazione, la nuova montatura consente di tenere il cristallo in un liquido che rimane invariato quando si voglia mutare il mezzo destinato alla propagazione. A tale scopo esso è collocato in un recipiente a tenuta, ripieno di olio (o altro liquido isolante) e la radiazione ultrasonora esce all'esterno attraversando una finestra di celluloide, che fa da elemento separatore fra il liquido interno e quello esterno (quest'ultimo può non essere isolante). In tal modo il cristallo con relativa montatura costituisce un piccolo proiettore di radiazione a sè stante ed assai maneggevole. Le perdite di energia per le riflessioni che avvengono alle superficie di separazione olio-celluloide e celluloide-liquido esterno non sono notevoli, perchè la celluloide ha una resistenza acustica dello stesso ordine di grandezza di quelle dei liquidi. Se si vuole ad ogni costo evitare anche tale piccola perdita di energia, basta riempire il proiettore con lo stesso liquido (necessariamente isolante, in questo caso) usato all'esterno, e scegliere lo spessore della celluloide in modo che, per la frequenza adoperata, esso eguagli un multiplo intero di lunghezze d'onda.

Liquidi usati quali mezzi per la propagazione. — Qualora il liquido, ove gli ultrasuoni sono generati, debba essere scelto unicamente con il criterio di avere effetti meccanici ed ottici vistosi, occorre che esso abbia: piccola resistenza acustica, piccola velocità di propagazione, piccolo coefficiente di viscosità, grande trasparenza e grande coefficiente di compressibilità. Quali vantaggi si ottengano soddisfacendo a queste condizioni è evidente, salvo per quanto riguarda la resistenza acustica.

---

(4) C. Soerensen: Ann. der Phys., 1936, XXVI, p. 121.
(5) W. Bez-Bardili: Z. f. Phys., 1935, XCVI, p. 761.

Una piccola resistenza acustica consente di ottenere, a parità di ogni altra condizione, in particolare per assegnata tensione oscillante applicata al quarzo, una elevata potenza irraggiata (6).

Di liquidi che abbiano i requisiti sopra detti ve ne sono diversi; e fra essi ricordiamo il pentano, l'esano, l'eptano, l'alcole amilico, lo xilolo. L'ultimo citato è spesso preferito perchè non facilmente infiammabile e di modico costo; per questo l'ho usato nella maggior parte dei casi.

Banco ultraacustico e banco ottico. — Per la visualizzazione degli ultrasuoni ho seguito il metodo delle immagini in luce diffratta (7), il cui principio generale è ben noto. La sua applicazione è resa possibile dal fatto che, come ebbero a dimostrare Lucas e Biquard, Debye e Sears (8), un fascio ultraacustico (di onde piane longitudinali) essendo costituito da una fitta successione di strati di densità maggiore e minore della normale, qualora venga investito dalla luce perpendicolarmente alla direzione di propagazione, si comporta come un reticolo di diffrazione. L'analogia è molto grossolana; una completa analisi delle modalità che accompagnano tale diffrazione condurrebbe lontano dagli scopi del presente articolo (9).

La disposizione sperimentale è la seguente.

La sorgente luminosa S (fig. 4) illumina, attraverso il condensatore C, il diaframma con foro circolare I (nuova sorgente puntiforme).

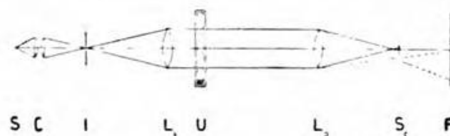


Fig. 4. — Schema del dispositivo ottico per la visualizzazione degli ultrasuoni: S - sorgente luminosa; C - condensatore; I - diaframma a iride; L_1 - lente collimatrice; U - liquido percorso dagli ultrasuoni; L_2 - lente obiettiva; S_c - dischetto opaco; F - schermo o lastra fotografica.

La lente L_1, il cui fuoco cade in I, invia un fascio parallelo attraverso la vaschetta U, nella quale le onde ultrasonore muovono in direzione normale al fascio luminoso.

La lente L_2, collocata a distanza sufficiente dalla vaschetta U, dà nel proprio piano focale una immagine del foro I e, al tempo stesso, proietta sullo schermo (o lastra fotografica) F una immagine del liquido contenuto in U.

(6) P. Biquard: Rev. d'Acoustique, 1934, III, p. 104.
(7) Loc. cit. nota (2).
(8) R. Lucas et P. Biquard: C. R. Acad. Sci., 1932, CXCIV, p. 2132.
P. Debye a. F. W. Sears: Proc. Nat. Acad. Sci., 1932, XVIII, p. 410.
(9) Per una trattazione diffusa del problema, si veda:
C.V. Raman a. N. S. Nagendra Nath: Proc. Indian Acad. Sci., 1935, II, p. 406 e p. 413; 1936, III, p. 75, p. 119 e p. 459.

Nel fuoco di L_2 può però esser posto un dischetto opaco S_c, in maniera che, l'immagine di I venendo a formarsi esattamente su di esso, lo schermo risulti abbuiato.

Quando gli ultrasuoni attraversano il liquido, oltre alla immagine di ordine zero raccolta sul dischetto S_c, si formano, sempre nel piano focale di L_2, le pseudoimmagini di diffrazione dei diversi ordini; e poichè la luce che concorre alla loro formazione non incontra più S_c, raggiunge lo schermo F. Quivi appare allora una immagine del liquido limitata alle porzioni di esso percorse dagli ultrasuoni, perchè queste soltanto hanno inviato i fasci diffratti non trattenuti da S_c.

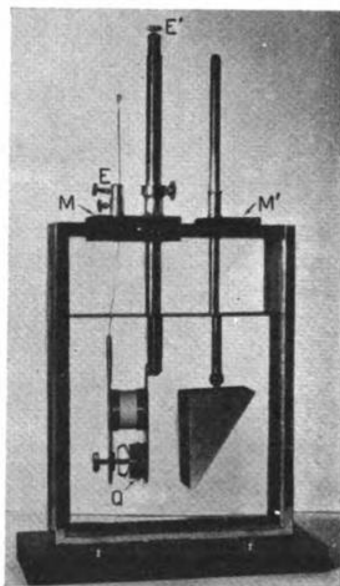


Fig. 5. — Vaschetta per le esperienze d'ottica degli ultrasuoni: Q - quarzo; E, E' - morsetti per l'applicazione della tensione oscillante; M, M' - slitte.

È desiderabile che le lenti L_1 ed L_2 siano di grande diametro, affinchè risulti ampia la regione del liquido esplorata; esse hanno a tal fine un diametro di 14 cm. Per avere una buona separazione delle pseudoimmagini di diffrazione, conviene che il rapporto f_2/f_1 tra le distanze focali delle lenti L_2 ed L_1 sia il più piccolo possibile; mentre al contrario è bene che f_2 sia grande. Ho scelto $f_2 = 86$ cm con $f_1 = 50$ cm. Tutte le parti ottiche sopra citate sono montate sopra un banco d'ottica lungo 2 m, prolungato con mezzi di fortuna sino a 4 m.

La vaschetta U di fig. 4 è attuata così come appare nella fotografia di fig. 5. A sinistra si vede il cristallo con relativa montatura, a destra è invece un prisma per esperienze di rifrazione.

Il quarzo e tutti gli oggetti che di volta in volta vengono messi sul percorso degli ultrasuoni possono essere spostati facilmente, perchè sono sostenuti da slitte come M ed M'. È possibile infine far ruotare sia il gambo dei sostegni intorno al proprio asse, sia i singoli oggetti intorno ad un asse normale al piano della figura. Nel complesso la disposizione costituisce un rudimentale banco d'ottica per radiazioni ultrasonore, che si potrebbe chiamare per analogia banco ultraacustico.

Esperimenti eseguiti.

Esperienze preliminari. — Per valutare grossolanamente il buon funzionamento dell'impianto, mi son giovato del metodo che consiste nell'inviare il fascio ultrasonoro contro la superficie di separazione liquido-aria ed osservare la fontana sollevata per pressione di radiazione. Il procedimento consente di trovare rapidamente le posizioni migliori per gli attacchi mobili sulla bobina del circuito oscillatorio (fig. 1) e di adattare l'impedenza del circuito di utilizzazione a quella interna del generatore. Se il liquido ha piccolo coefficiente di viscosità, esso viene frantumato e si forma una nebbia assai persistente così come mostra la fig. 2. Il cristallo che è servito per l'esperienza è una piastrina circolare di 30 mm di diametro e di 2 mm di spessore; esso vibra sulla sua fondamentale (1,4 MHz) e la tensione applicata è di 3500 V.



Fig. 6. — Frange di diffrazione ottenute mediante reticolo ultrasonoro.

Come altra esperienza preliminare ho fotografato le frange di diffrazione ottenibili col metodo di Lucas e Biquard. La disposizione sperimentale occorrente può essere ovviamente quella stessa di fig. 4, purchè il foro I venga sostituito da una fenditura (parallela alle superficie d'onda ultrasonore) e la lastra fotografica sia messa nel piano focale di L_2. Le frange di fig. 6 sono ottenute con luce monocromatica adoprando come sorgente luminosa una lampada a vapori di mercurio, munita di apposito filtro verde. Si tenga presente che le 40 frange visibili nella figura sono solamente quelle situate da una stessa parte della frangia centrale dello spettro, di ordine zero: quest'ultima è la prima a sinistra.

Le frange dei primi ordini appaiono notevolmente larghe, perchè per esse la negativa è sovraesposta; tutte sono poi lievemente imprecise a causa dei fortissimi movimenti convettivi del liquido. Diminuendo l'intensità degli ultrasuoni è facile ottenere frange più nettamente delineate, ma naturalmente non si raggiunge più quello che potrebbe dirsi il primato del 40° ordine. Il reticolo ultrasonoro è dato nell'esperienza

da onde stazionarie formate nello xilolo; la frequenza usata è di 4,8 MHz; al cristallo, che vibra sulla terza armonica, è applicata una differenza di potenziale oscillante di 4000 V.

Moti convettivi del liquido attraversato dagli ultrasuoni. — Per questi esperimenti, come per tutti quelli che seguono, la disposizione ottica è quella di fig. 4, salvo che lo schermetto circolare S_c è mantenuto al suo posto o eliminato, secondochè si desidera costruire l'immagine con la sola luce diffratta o no.

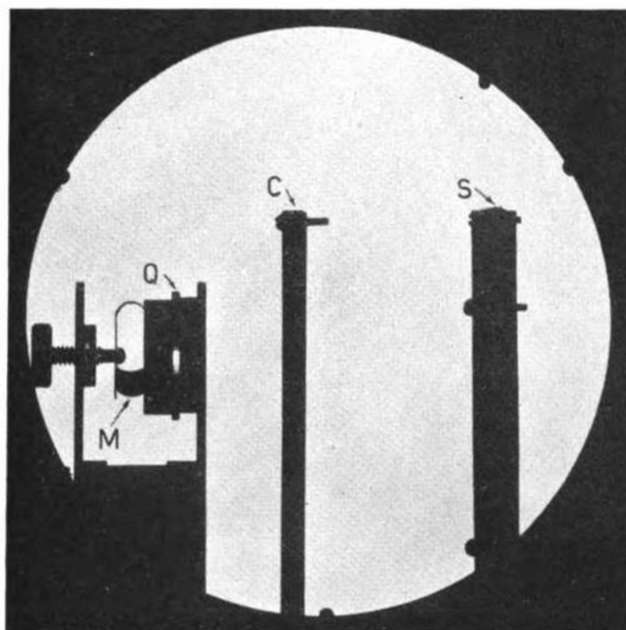


Fig. 7. — Immagini di una regione della vaschetta in assenza di ultrasuoni: Q - quarzo; M - molla; C - setto di celluloide; S - lastra di sughero.

La fig. 7 mostra come appaiono gli oggetti contenuti nella vaschetta ripiena di xilolo, in assenza di ultrasuoni e, quindi, senza il dischetto S_c di fig. 4.

A sinistra si vede il quarzo con la sua montatura; nel centro è un setto piano rettangolare di celluloide (di 0,4 mm di spessore) sostenuto da apposito telaietto di alluminio; a destra è una lastra di sughero montata in modo eguale. La superficie libera del liquido, non visibile nella figura, si trova in basso.

Quando in tali condizioni si mette in vibrazione il quarzo, l'immagine assume l'aspetto di fig. 8. Si osserva bene la vena liquida che notoriamente

accompagna il fascio ultrasonoro: essa viene deviata lateralmente dal setto di celluloide, ma, al di là di questo, ne sorge una nuova. Evidente l'effetto assorbente esercitato dalla lastra di sughero che compare a destra.

Per esaminare il fascio ultrasonoro è stata presa una fotografia (fig. 9) utilizzando solo la luce diffratta e, per necessità, quella proveniente dalle porzioni di liquido che presentano disomogeneità dell'indice di rifrazione.

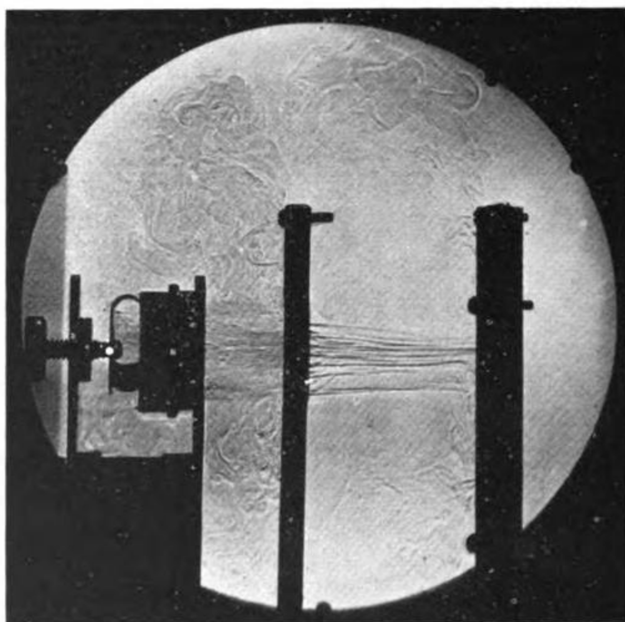


Fig. 8. — Vena liquida che accompagna il fascio ultrasonoro.

Il setto di celluloide si dimostra trasparente per gli ultrasuoni mentre, come si era già visto, limita abbastanza efficacemente il moto convettivo del liquido. L'opacità della lastra di sughero è confermata. Per eliminare completamente i movimenti del liquido, basta limitare l'irraggiamento ultrasonoro ad un tempo molto breve (fig. 10). La visualizzazione del fascio ultrasonoro è notevolmente migliorata; questo metodo « balistico » è stato sempre usato per il sèguito.

Riflessione. — Esperienze di riflessione, effettuate col metodo delle immagini con luce diffratta, sono state mostrate incidentalmente da Hiedemann e Hoesch (10). Per rendere più netto il fenomeno (fig. 11), ho

(10) Loc. cit. nota (2).



Fig. 9. — Fascio ultrasonoro visualizzato costruendo l'immagine con luce diffratta. La fotografia è presa cinque secondi dopo l'inizio della vibrazione del cristallo.

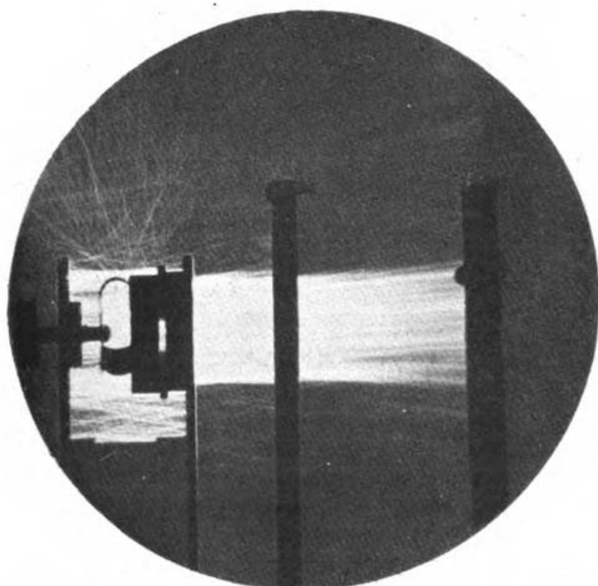


Fig. 10. — Fascio ultrasonoro visualizzato costruendo le immagini con luce diffratta. La fotografia è presa mezzo secondo dopo l'inizio della vibrazione del cristallo.

limitato il fascio ultraacustico ad un sottile pennello, adoprando un diaframma di sughero con foro circolare di 6 mm di diametro. Siccome la lunghezza d'onda non è estremamente piccola (0,27 mm), risultano però visibili anche alcuni pennelli diffratti, meglio osservabili a riflessione avvenuta.

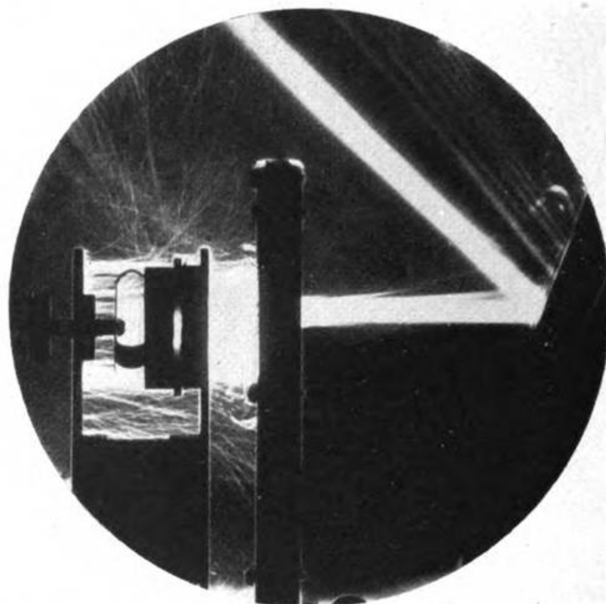


Fig. 11. — Riflessione di un pennello di radiazione ultraacustica.

Rifrazione, lenti. — Le sole esperienze di rifrazione mediante prisma e lenti che si trovano descritte nella letteratura scientifica sono quelle di Bez-Bardili (11). Questo autore si è servito di prismi e di lenti di alluminio, visualizzando poi gli ultrasuoni col vecchio metodo dello schermo a forellini di Bär e Meyer (12). Prescindendo dal fatto che tale metodo è di gran lunga meno proficuo di quello ad immagini con luce diffratta, è da osservare che il passaggio della radiazione ultrasonora da un mezzo liquido ad uno solido è notoriamente ostacolato per la grande diversità di valore che hanno le resistenze acustiche dei due mezzi. Per questo ho creduto opportuno costruire prisma e lenti a liquido: essi sono costituiti da recipienti a pareti di celluloide riempiti del liquido prescelto.

Le fotografie delle figure 12, 13, 14 mostrano come possano esser così raggiunti risultati di grande evidenza.

---

(11) W. Bez-Bardili: Phys. Z., 1935, XXXVI, p. 20.
(12) R. Baer u. E. Meyer: Phys. Z., 1933, XXXIV, p. 393.

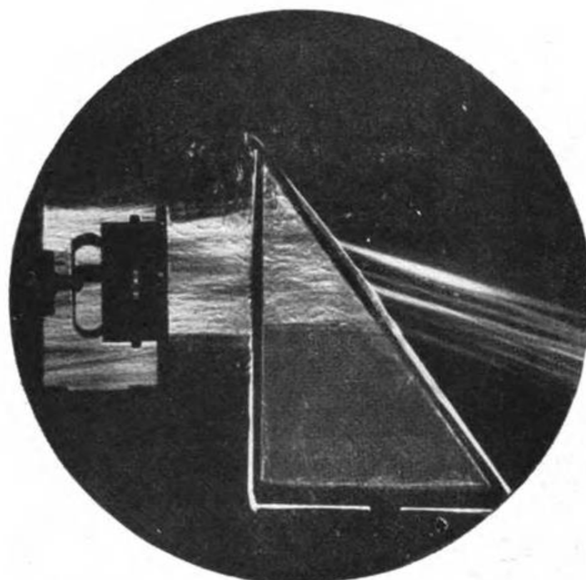


Fig. 12. — Rifrazione di un fascio ultrasonoro attraverso un prisma di tetracloruro di carbonio immerso nello xilolo.

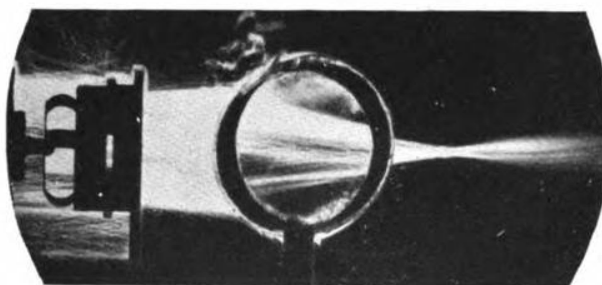


Fig. 13. — Lente cilindrica per ultrasuoni.

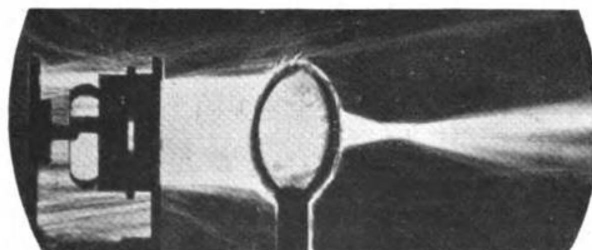


Fig. 14. — Concentrazione di un fascio ultrasonoro mediante lente cilindrica, a sezione ellittica.

Il mezzo esterno nel quale gli ultrasuoni si propagano è sempre lo xilolo. Il prisma è riempito di tetracloruro di carbonio. L'indice di rifrazione relativo dei due mezzi è di 1,4.

Per le lenti si è preferito usare una miscela di tetracloruro di carbonio in xilolo (30 % circa) onde diminuire il potere diottrico delle lenti stesse.

È facile pensare ad una utilizzazione di lenti così costruite per concentrare la radiazione o per disporre di una sorgente ultraacustica sensibilmente puntiforme.

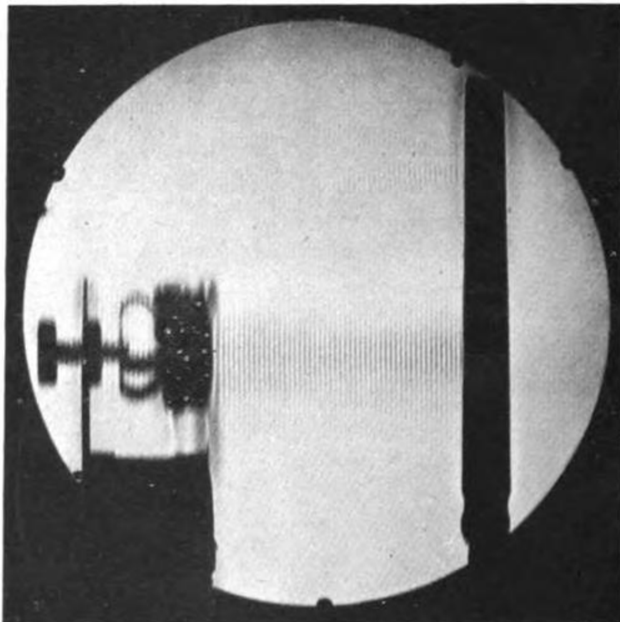


Fig. 15. — Onde stazionarie nello xilolo; la lunghezza d'onda è di 2,35 mm.

Interferenza. — Le onde stazionarie che appaiono in fig. 15 sono rese visibili col classico metodo delle interferenze secondarie ([13]). Lo specchio riflettente è di acciaio. La lunghezza d'onda è di 2,35 mm (frequenza 565 kHz).

Diffrazione. — Nella fig. 16 è chiaramente messo in evidenza il fenomeno di diffrazione dovuto al passaggio di un'onda piana attraverso due fenditure. La lunghezza d'onda usata è di 0,276 mm; le fenditure, larghe 2 mm, sono distanti 2 mm.

([13]) Si veda ad esempio: L. BERGMANN: Der Ultraschall - V.D.I.-Verlag, Berlin, 1937, p. 76.

L'esperienza è stata recentemente eseguita in condizioni analoghe da Bär (14).

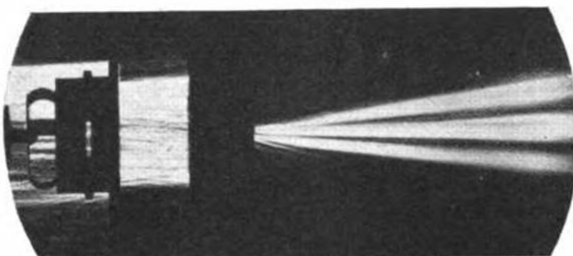


Fig. 16. — Diffrazione attraverso due fenditure di 2 mm di larghezza distanziate di 2 mm; la lunghezza d'onda ultrasonora è di 0,276 mm.

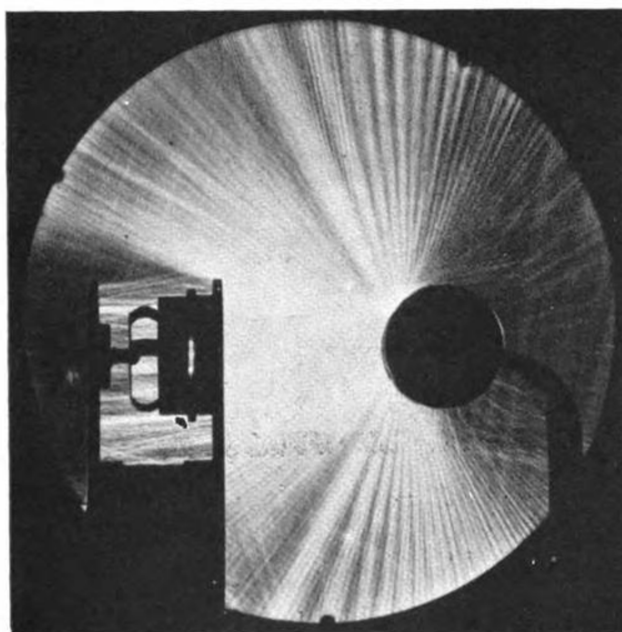


Fig. 17. — Fasci diffratti per riflessione da un cilindro di acciaio.

Non meno interessante, e nuovo, è il caso, contemplato in fig. 17, che il fascio ultrasonoro venga riflesso e diffratto da un cilindro di acciaio.

(14) R. BAER: Helv. Phys. Acta., 1937, X, p. 311.

Tenuto conto del fatto che il rapporto tra la lunghezza d'onda ultrasonora ed il raggio r del cilindro è di 1/50 circa ($\lambda = 0{,}276$ mm; $r = 14{,}5$ mm), l'esperienza di ottica corrispondente deve pensarsi rappresentata dalla diffrazione ottenuta, in luce riflessa, illuminando un filo speculare di spessore 50 μ con luce di circa 0,5 μ di lunghezza d'onda.

Non mi consta che tale caso particolare sia stato messo in evidenza sperimentalmente. Dal punto di vista teorico il problema rientra manifestamente tra quelli già trattati e solo mi propongo di farne una verifica quantitativa che, se di qualche interesse, verrà resa nota in altra sede.

È cosa gradita per me ringraziare il prof. G. Polvani per il suo costante interessamento a questo lavoro e per avere benevolmente messo a mia disposizione tutti i mezzi sperimentali occorrenti per le esperienze. Ringrazio altresì il prof. G. Bolla per gli utili suggerimenti che spesso mi ha dati.

Milano, agosto 1938-XVI.

Istituto di Fisica della R. Università.

RECENSIONI

CIRCUITI, QUADRIPOLI, FILTRI.

W. BUERCH e H. LICHTE — **Ricerche sul tempo di percorrenza di quadripoli e sull'impiego del metodo di misura con frequenza mobile.** (E. N. T., marzo 1938, XV, 3, pag. 78-101, con 28 fig.).

Teoricamente, per quadripoli costituiti da elementi concentrati, il tempo di percorrenza dovrebbe essere nullo e cioè il segnale ai morsetti d'uscita dovrebbe cominciare a formarsi nell'istante stesso in cui viene applicato il segnale ai morsetti d'ingresso. Però in pratica, per quadripoli abbastanza complessi, l'ampiezza del segnale d'uscita si mantiene inferiore alla minima sensibilità degli strumenti di misura oggi noti per un certo tempo, a partire da tale istante, e solo con ritardo si constata il formarsi in modo più o meno complicato del segnale di risposta; cioè il fenomeno si presenta in modo analogo a quello che si constata per le linee, per le quali sussiste una velocità di propagazione ben definita, anche da un punto di vista teorico.

Definire in queste condizioni un tempo di percorrenza è problema arduo, perchè il fronte d'onda del segnale trasmesso è sempre molto arrotondato al principio; non è quindi agevole definire l'istante d'inizio, tanto più che esso dipende in modo complesso dal tipo di segnale impresso in entrata.

Molti sperimentatori hanno eseguito prove applicando bruscamente segnali sinusoidali di frequenza determinata ed hanno cercato di definire la velocità di propagazione in funzione della frequenza. Indicando con V_1 la tensione in entrata e con V_2 quella in uscita, e scrivendo a regime:

$$V_2 = V_1 \cdot A(\omega)\, e^{-i B(\omega)},$$

si è creduto di poter identificare in molti casi la quantità $\frac{dB}{d\omega}$ che ha le dimensioni di un tempo, col tempo di percorrenza. Una generalizzazione è pure difficile, perchè qualche volta detta quantità è negativa.

Gli autori hanno ripreso lo studio introducendo concetti nuovi. Essi hanno applicato all'ingresso della rete da studiare un segnale sinusoidale, di ampiezza costante e frequenza linearmente variabile col tempo. Lo spettro di frequenza di un tale segnale è praticamente uniforme, cioè tutte le frequenze sono contenute simultaneamente con eguale ampiezza. Facendo variare con molta rapidità la frequenza, si ottiene, come caso limite, un impulso con spettro uniforme, che può essere utile per ricerche sul comportamento in periodo transitorio; facendo invece variare la frequenza con sufficiente lentezza, si ottiene un segnale che in un breve intervallo di tempo differisce abbastanza poco da un segnale sinusoidale normale. Con registrazioni oscillografiche contemporanee della tensione d'entrata e di quella d'uscita, che è un segnale quasi sinusoidale di ampiezza e di frequenza variabili, si può rilevare il tempo necessario perchè una determinata frequenza arrivi in fondo alla rete. Questo tempo di propagazione della frequenza è esattamente misurato da $\frac{dB}{d\omega}$. Sono state eseguite numerose ricerche oscillografiche, rilevando i dati per numerose reti tipiche, e confrontando i risultati con gli oscillogrammi ricavati applicando bruscamente tensioni continue o sinusoidali; si illustrano i vantaggi derivanti dall'assumere la quantità $1 / \frac{dB}{d\omega}$, che viene così ad avere il preciso significato di velocità di propagazione della frequenza, come misura della velocità di propagazione di un segnale nella rete. Viene discusso a lungo, e con l'aiuto di oscillogrammi, il caso di $\frac{dB}{d\omega}$ negativo, mostrando come non sia assurdo avere velocità negative, in quanto il segnale è applicato da tempo indefinito alla rete ed è possibile che una determinata frequenza si presenti prima in uscita di quando non sia applicata in entrata, in quanto la rete in regime transitorio agisce come trasformatore di frequenza.

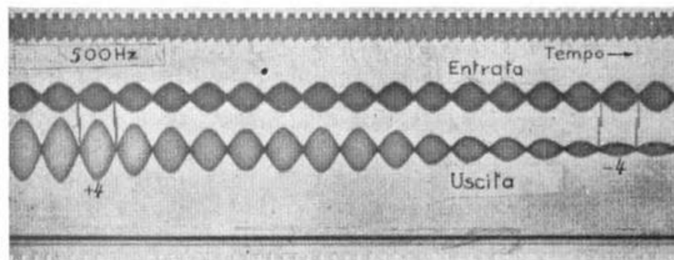


Fig. 1. — Rilievo oscillografico con doppia frequenza mobile.

Viene consigliato di eseguire i rilievi oscillografici applicando in entrata non un solo segnale, ma due segnali di eguale ampiezza e di frequenza

variabile con eguale velocità, i quali mantengano una differenza di frequenza costante e piccola. Allora, sia nel segnale di entrata sia in quello di uscita si producono battimenti, e la distanza, sull'oscillogramma, dei corrispondenti nodi permette di determinare rapidamente l'intervallo di tempo di trasmissione; contemporaneamente il rapporto delle ampiezze dei ventri dà il modulo della funzione di trasmissione, e così con un solo oscillogramma si possono ricavare le caratteristiche di ampiezza e di fase di una rete (fig. 1).

Il segnale da applicare è ottenuto con uno speciale generatore a battimenti con condensatore variabile mosso meccanicamente; non vengono dati particolari della rimanente apparecchiatura che si presume essere normale. Viene poi segnalato il fatto che, se la velocità di variazione della frequenza è troppo grande, in seguito al diverso tempo di percorrenza per frequenze prossime, frequenze diverse possono giungere contemporaneamente in uscita dando origine a battimenti parassiti che falsano le misure; il fenomeno è illustrato con una serie di interessanti oscillogrammi.

Sono in fine riportati i risultati di ricerche sperimentali sulla percettibilità per l'orecchio umano di differenze di fase; i risultati confermano quanto era già noto sull'argomento.

G. C.

DISTURBI E FENOMENI PERTURBATORI.

M. A. Weaver, R. S. Tucker e P. S. Darnell — **Caratteristiche della diafonia e del rumore nella telefonia a frequenze portanti in cavo.** (Bell S. T. J., gennaio 1938, XVII, 1, pag. 137-161, con 18 fig.).

Si considerano le varie specie di diafonia e di rumori che si manifestano nella telefonia a frequenze portanti, con cavi contenenti parecchi circuiti, e si descrivono i provvedimenti presi per eliminarle nel caso del sistema a 12 canali ([1]), tenendo presente che questo sistema viene applicato in America anche ai cavi normali già da tempo usati per la telefonia ordinaria.

1. - La più grave forma di diafonia è quella fra circuiti trasmettenti in sensi opposti (paradiafonia), perchè il disturbo parte da un circuito in cui il livello dei segnali è elevato (all'uscita dall'amplificatore) e passa, attraverso gli accoppiamenti capacitivi e induttivi, in un circuito nel quale il livello dei segnali, diretti in senso opposto, è basso (entrata dell'amplificatore) e quindi viene grandemente amplificato. Per evitare questa diafonia si è trovato necessario porre in due cavi separati i circuiti destinati a trasmettere in sensi opposti, ed applicare inoltre un'efficace separazione e schermatura dei circuiti nelle stazioni amplificatrici.

([1]) Bell S. T. J., 1938, XVII, p. 80; A.F., 1938, VII, p. 691 (in questo stesso fascicolo).

Resta la diafonia fra i circuiti dello stesso cavo che trasmettono nello stesso senso (telediafonia), la quale è meno grave della paradiafonia, perchè le correnti disturbatrici, che entrano in un circuito, vi subiscono le stesse attenuazioni e amplificazioni delle correnti principali (e non altre), essendo dirette nello stesso senso. Inoltre le varie frazioni delle correnti diafoniche risultano in fase fra loro (cioè arrivano alla fine della linea tutte nello stesso tempo), il che permette di farne la compensazione in un punto solo, come si dirà più avanti. Il sistema a frequenze portanti presenta inoltre il notevole vantaggio che in esso non si adoperano i circuiti virtuali, per i quali si riscontrano i maggiori accoppiamenti.

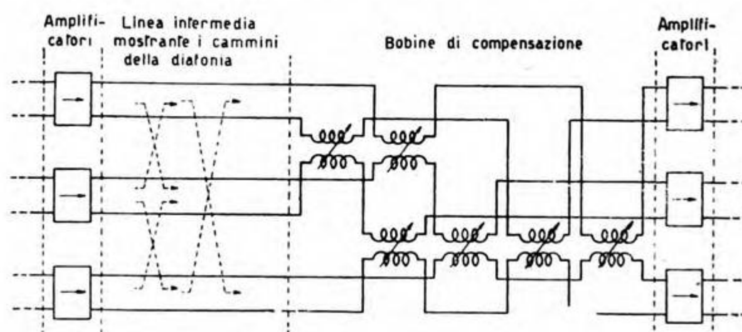


Fig. 1. — Metodo di bilanciamento degli squilibri di induttanza per ridurre la diafonia.

Esiste poi un'altra specie di diafonia, detta « di interazione », dovuta alla coesistenza in ciascun cavo di circuiti a frequenza portante e di circuiti a frequenza vocale: questi ultimi, insieme col tubo di piombo, costituiscono un ponte (a debole impedenza longitudinale) per le correnti diafoniche, che possono così passare dagli uni agli altri circuiti a frequenza portante. Per sopprimere questo ponte, gli amplificatori a frequenze portanti hanno l'entrata connessa ad un cavo e l'uscita all'altro cavo; in altri termini, i circuiti per i canali diretti in sensi opposti sono, non solo separati in due diversi cavi, ma anche trasposti da un cavo all'altro mediante incroci in tutte le stazioni amplificatrici.

Anche i posti di amplificazione dei circuiti a frequenza vocale possono, con i loro fili e i loro accoppiamenti parassiti, costituire un ponte di passaggio per le correnti diafoniche dei circuiti a frequenze portanti (sia dello stesso cavo, sia di cavi opposti); perciò, a monte e a valle degli amplificatori telefonici, s'inseriscono bobine d'induttanza, le quali servono nello stesso tempo anche ad arrestare certi rumori.

2. - Presi i suddetti provvedimenti, resta l'importante problema della riduzione della telediafonia; esso ha formato oggetto di lunghi studi teorici e sperimentali.

L'accoppiamento diafonico fra due paia di fili in un cavo può essere rappresentato con un' ammettenza mutua e un' impedenza mutua: la prima è praticamente proporzionale alla frequenza, perchè dovuta quasi interamente a squilibri di capacità indipendenti dalla frequenza; la seconda è composta di due termini, $M_a + j M_b$, variabili in modo complesso con la frequenza, perchè dipendono da squilibri di induttanza e di resistenza che variano con la frequenza, a causa dell'effetto di prossimità che altera la distribuzione della corrente nei fili e produce correnti parassite nel tubo di piombo (2). Una correzione completa di tale accoppiamento, per tutte le frequenze, sarebbe impossibile anche ricorrendo a circuiti complessi; in pratica si è trovato che basta una correzione parziale, fatta con mezzi relativamente semplici. Dato che, per varie ragioni, la diafonia ad alta frequenza è, in parte predominante, di origine induttiva, basta fare la compensazione degli squilibri d'induttanza

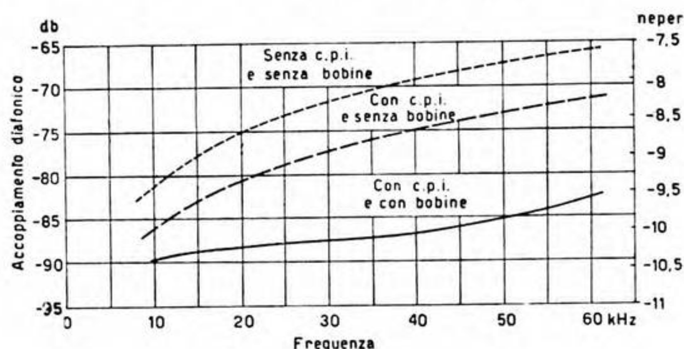


Fig. 2. — Telediafonia per sezione di amplificazione: media dei valori misurati su tre sezioni (c. p. i. = compensazione per incrocio).

mediante piccole bobine, disposte (come sopra si è detto) in un punto di ogni sezione di amplificazione (nelle stazioni amplificatrici). Occorre mettere una bobina d'induzione mutua fra ciascuna coppia e ognuna delle altre coppie del cavo, nel modo indicato dalla fig. 1 per il caso di tre coppie.

Allo scopo di adoperare bobinette con induttanza piccolissima, si cerca anzitutto di ridurre gli squilibri del cavo, mediante incroci di circuiti (similmente a quanto si fa normalmente per ridurre gli squilibri di capacità); e questa operazione, che comporta il rifacimento di alcuni giunti, vien detta compensazione per incrocio (*poling*). In tal modo bastano bobinette di soli 1,3-1,5 μH, che sono costituite da un nucleo di permalloi con avvolgimenti fatti in modo speciale. La fig. 2 mostra la riduzione di diafonia ottenuta mediante la compensazione per incrocio

(2) Vedasi anche: Bell S. T. J., 1935, XIV, p. 179; E. F. D., 1937, 47, p. 215.

e l'applicazione di tali bobine; si vede che l'attenuazione introdotta è di 15-20 decibel, e che il livello si riduce a circa — 83 decibel (— 9,5 neper) alla frequenza massima.

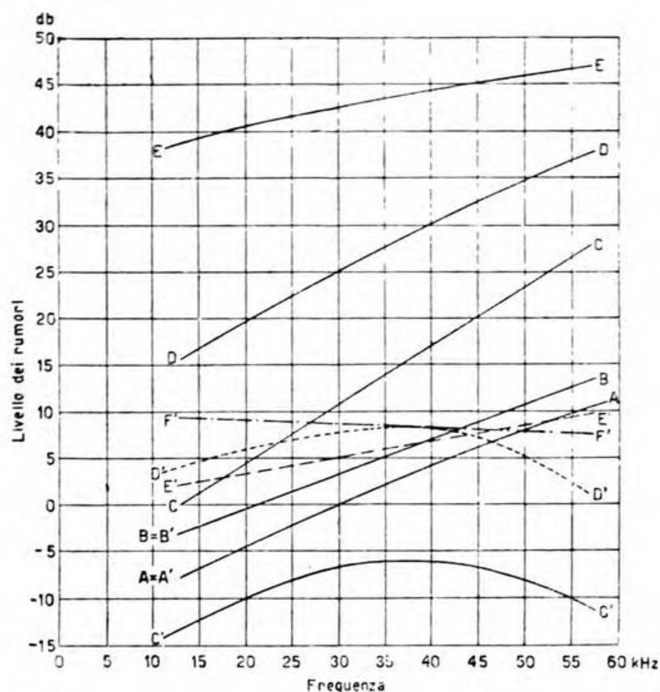


Fig. 3. — Livelli del rumore per sezione di amplificazione, all'uscita dell'amplificatore avente un guadagno eguale all'attenuazione della linea, prima (curve A, B, C, ...) e dopo (curve A', B', C', ...) l'introduzione dei sistemi atti ad attenuare il rumore stesso:

- A, A' = rumore prodotto dall'agitazione elettronica;
- B, B' = rumore prodotto dall'agitazione elettronica e rumore di fondo dei tubi;
- C, C' = rumore proveniente dagli amplificatori per telefonia;
- D, D' = rumore proveniente dagli amplificatori per telefonia e per telegrafia;
- E, E' = rumore proveniente da linee telefoniche aeree connesse con i circuiti a frequenza acustica;
- F' = rumore dovuto a induzioni esterne dirette.

3. - La fig. 3 indica il livello delle principali specie di rumori che possono disturbare le trasmissioni a frequenze portanti (oltre al « brontolio » dovuto alla diafonia inintelligibile). Il rumore dovuto all'agitazione termica degli elettroni nei conduttori e nei tubi non può in alcun modo essere ridotto (curve A e B). I rumori provenienti da linee telefoniche aeree connesse con i circuiti a frequenza vocale, che si trovano nel cavo

insieme con quelli a frequenze portanti (rumori dovuti a scariche atmosferiche, a induzioni da parte di linee a corrente forte, e così via, e il cui ordine di grandezza è rappresentato dalla curva *E*), possono essere ridotti a un livello circa eguale a quello dei rumori termici, come mostra la curva *E'*, mediante inserzione di opportuni filtri passa basso fra linea aerea e cavo. Allo stesso livello o anche inferiore, come mostrano le curve *C*, *D* e *C'*, *D'*, possono essere ridotti i disturbi ad alta frequenza che provengono dagli uffici telefonici e telegrafici, e relativi posti di amplificazione, adiacenti a quelli a frequenze portanti: a tale scopo occorre, oltre a una completa separazione dei due tipi di circuiti e di apparecchi, l'inserzione, a monte e a valle degli amplificatori telefonici, di speciali bobine di arresto.

Occorre in fine ricordare altre importanti cause di rumore inerenti al sistema a frequenze portanti, come ad esempio la distorsione e la intermodulazione prodotte dagli amplificatori (3), i rumori dovuti alle batterie e così via.

F. Ma.

W. Shockley e J. R. Pierce — **Teoria del disturbo nei moltiplicatori elettronici.** (Proc. I. R. E., marzo 1938, XXVI, 3, pag. 321-332).

Viene studiata la relazione intercedente fra l'intensità delle fluttuazioni della corrente di uscita da un moltiplicatore elettronico e l'intensità delle fluttuazioni della corrente di ingresso, intendendosi come corrente di ingresso il flusso elettronico primario che colpisce la prima superficie ad emissione secondaria, e come corrente di uscita il flusso elettronico secondario che abbandona l'ultima superficie ad emissione secondaria. La corrente d'ingresso si può considerare formata da impulsi istantanei corrispondenti all'arrivo di ogni elettrone sulla superficie emittente; essa si può scomporre allora in una componente costante e in una componente oscillante che ne rappresenta le fluttuazioni. In modo analogo si può scomporre la corrente di uscita.

L'ampiezza delle fluttuazioni di quest'ultima è maggiore del prodotto dell'ampiezza delle pulsazioni della corrente d'ingresso per il fattore di amplificazione totale del moltiplicatore, perchè il numero di elettroni secondari emessi per ogni elettrone primario non è uguale per tutti, ma segue una certa legge di probabilità.

Senza enunciare nessuna ipotesi sulla forma di tale legge, gli autori determinano il valore efficace delle fluttuazioni della corrente di uscita in un determinato intervallo di frequenza per il caso di moltiplicatore ad un solo stadio e per il caso di moltiplicatore a più stadi. Esso risulta uguale alla somma di un termine che rappresenta la semplice amplificazione delle fluttuazioni della corrente d'ingresso, e di un termine che rappresenta il disturbo interno del moltiplicatore. Quest'ultimo dipende

(3) E.F.D., 1938, 48, p. 6; A.F., 1938, VII, p. 475.

dalla componente costante della corrente d'ingresso, dal numero medio di elettroni secondari emessi per ogni elettrone primario, e dalla media dei quadrati dei numeri di elettroni emessi per ogni elettrone primario.

Gli autori discutono brevemente i risultati ottenuti da altri in lavori precedenti e ne rilevano la non concordanza con i risultati sperimentali; ciò che deriverebbe da una scelta non felice della legge di probabilità cui si è accennato.

R. S.

ELETTROFISICA E MAGNETOFISICA.

E. G. Linder — **Elettroni con energia in eccesso e movimenti elettronici nei tubi ad alto vuoto.** (Proc. I. R. E., marzo 1938, XXVI, 3, pag. 346-371, con 16 fig.).

È opinione generalmente accettata che il sovrariscaldamento dei catodi durante il funzionamento dei magnetron sia dovuto a bombardamento di elettroni o di ioni positivi, e che gli elettroni siano riportati sul catodo con energia cinetica non nulla per effetto delle oscillazioni del campo elettrico. Se ciò fosse, trascurando gli ioni positivi, il sovrariscaldamento si dovrebbe manifestare unicamente quando si producono le oscillazioni. È stato invece osservato che, nel caso di oscillatori a magnetron per onde di 9 cm, il bombardamento dei catodi perdura anche quando le oscillazioni sono arrestate, e in qualche caso è anche più violento che non durante il regime oscillatorio. Si deve quindi ritenere che il bombardamento elettronico dei catodi possa essere dovuto, oltre che al movimento degli elettroni indotto dalle oscillazioni ad alta frequenza, anche ad altre cause che l'autore ricerca nella dispersione di velocità degli elettroni.

In un magnetron ad anodo cilindrico, in cui il campo magnetico abbia un valore non inferiore a quello critico, gli elettroni descrivono orbite chiuse, con origine e termine sul filamento, senza mai raggiungere la placca. A tali orbite corrisponde una determinata energia, che dipende dal potenziale dell'anodo e dalla temperatura del catodo. Supponendo che una parte dell'energia del moto orbitale venga trasformata in energia di moto disordinato e che la distribuzione delle velocità di tale moto sia quella voluta dalla legge di Maxwell, la distribuzione della carica spaziale conduce alla definizione di un catodo virtuale, di raggio uguale a quello della superficie cilindrica sulla quale il potenziale elettrico ha valore numericamente eguale a quello dell'energia media del moto disordinato, espressa in volt-elettrone.

Una teoria, fondata su tale premessa, consente di calcolare il valore della corrente assorbita da un elettrodo sonda, disposto parallelamente al catodo, il quale raccoglie parte degli elettroni che ritornano sul catodo virtuale. Il valore di questa corrente dipende evidentemente da quello del potenziale che si attribuisce alla sonda. Una ricca serie di misure consente di verificare l'attendibilità delle ipotesi premesse mediante la determinazione della corrente nella sonda in funzione delle diverse

variabili del problema (energia media del moto disordinato, potenziale dell'anodo, valore della corrente di emissione, potenziale di due anodi laterali introdotti nei tubi sperimentali, e così via).

Viene anche determinata la relazione tra l'energia del moto orbitale e quella del moto disordinato, nell'ipotesi che il potenziale elettrico nel tubo vari dal catodo all'anodo proporzionalmente ad una potenza qualunque del raggio.

Quanto alle cause atte a dar origine alla dispersione della velocità, le ipotesi che si possono ammettere devono poter giustificare il fatto che l'energia del moto disordinato è derivata dal moto orbitale degli elettroni e non da cause esterne, ed il fatto che la distribuzione delle velocità del moto disordinato è maxwelliana. Si esclude quindi la possibilità che la causa sia dovuta a oscillazioni esterne. Si deve anche escludere la possibilità di urti con molecole gassose, in quanto la teoria corrispondente, già nota da tempo, condurrebbe ad espressioni della corrente raccolta dall'elettrodo sonda, notevolmente diverse da quelle trovate nel caso presente e confermate dalle misure eseguite; inoltre la probabilità di collisione risulta troppo scarsa. Anche le collisioni tra elettroni conducono ad un valore di energia media circa 1/100 di quella misurata. Resta quindi l'ipotesi che nella nuvola di elettroni circondante il catodo si producano oscillazioni elettriche del tipo di quelle che si hanno nei plasmi; tale ipotesi, che non viene enunciata per la prima volta, non è stata verificata sperimentalmente.

R. S.

ELETTROTECNICA GENERALE.

J. S. WEBB — **Variazione della resistenza in alta frequenza e della permeabilità di materiali ferromagnetici per effetto di un campo magnetico sovrapposto.** (Proc. I. R. E., aprile 1938, XXVI, 4, pag. 433-441, con 8 fig.).

Poichè la resistenza apparente in alta frequenza di un conduttore cilindrico ad asse rettilineo e costituito da materiale ferromagnetico è funzione, a parità di altre condizioni, della radice quadrata della permeabilità magnetica, è evidente che tale resistenza apparente varierà con lo stato magnetico del materiale conduttore. In particolare, se il conduttore è immerso in un campo magnetico costante, dalle note espressioni della resistenza apparente in alta frequenza, dedotte dalla teoria di Lord Kelvin, si può ricavare il valore della permeabilità incrementale.

Le determinazioni compiute per questa via non rivelano alcun effetto di magnetismo residuo, contrariamente a quelle fatte per via diretta. L'autore non ricerca la spiegazione di tale divergenza. Egli si sofferma invece brevemente sulle possibili applicazioni che può avere il fenomeno della variazione di induttanza in alta frequenza di un conduttore percorso da corrente alternata, per effetto della variazione di un campo magnetico, fatto agire su di esso dall'esterno. In particolare viene descritto uno schema di comando di sintonia a distanza.

R. S.

LINEE E CONDUTTURE.

G. FODDIS e A. SAPIENZA — **La trasmissione telefonica delle alte frequenze.** (Rass. P. T. T., febbraio 1938, X, 2, pag. 104-113, con 6 fig.).

Il continuo incremento del traffico telefonico, e la necessità di collegare centri assai lontani e di risolvere il problema della trasmissione televisiva su conduttori, hanno condotto a nuovi studi e ricerche sulla telefonia a grande distanza e in particolare sui circuiti che permettono la trasmissione di larghissime bande di frequenza.

In questo interessante contributo italiano alla letteratura sull'argomento, vengono svolte considerazioni generali sulle trasmissioni telefoniche ad alta frequenza. Vi si accenna alla difficoltà di procedere alla sostituzione totale, o parziale, dei sistemi attualmente in uso nel nostro paese con altri più perfezionati; difficoltà di carattere finanziario e di ordine tecnico e geografico, in quanto i sistemi nuovi sono particolarmente adatti per il collegamento diretto di centri grandissimi e lontani, mentre il nostro traffico deve svolgersi oltre che fra gli estremi della linea anche, e sopra tutto, lungo il percorso dei cavi.

Le caratteristiche di un circuito coassiale che permetta la trasmissione di larghe bande di frequenza sono ben note: eliminazione della carica induttiva con conseguente innalzamento della frequenza di taglio e aumento dell'attenuazione; maggiore guadagno, o numero, degli amplificatori da sistemare lungo il circuito, per compensare la maggiore attenuazione; forma e posizione dei conduttori tali da influenzare il meno possibile l'ambiente circostante e viceversa; mancanza di distorsione di fase, il che è di fondamentale importanza per le trasmissioni televisive.

L'esposizione teorica si inizia con l'esame dei limiti di validità delle equazioni generali della propagazione secondo la deduzione classica. Si considera, in un calcolo di prima approssimazione, trascurabile la corrente di spostamento rispetto a quella di conduzione; si studia così la trasmissione introducendo le costanti primarie resistenza, conduttanza, induttanza, capacità; e le costanti secondarie impedenza caratteristica e costante di propagazione, e ritenendo a queste applicabili le leggi valide rigorosamente solo nel caso di correnti costanti, o lentamente variabili.

Chiamando L e C l'induttanza e la capacità del sistema per unità di lunghezza, si ha notoriamente come valore approssimato dell'impedenza caratteristica: $Z = \sqrt{\frac{L}{C}}$, mentre la velocità di propagazione può indifferentemente essere espressa da: $v = \frac{1}{\sqrt{LC}}$; o da $v = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_D \mu_D}}$, dove con ε_D e μ_D si indicano rispettivamente la permeabilità elettrica (costante dielettrica) e la permeabilità magnetica del dielettrico. La costante d'attenuazione è data dalla nota formula:

$\beta = \frac{R}{2Z} + \frac{GZ}{2}$, dove il primo termine è dovuto alle perdite nel conduttore (R è la resistenza per unità di lunghezza), il secondo a quelle nel dielettrico (G è la conduttanza di dispersione o disperdenza per unità di lunghezza). Dall'esame delle equazioni di Maxwell, applicate con le debite semplificazioni al circuito in esame, si deduce che le leggi della propagazione nei circuiti concentrici sono analoghe a quelle della propagazione lungo linee, purchè si assumano:

$$\frac{\mu_D}{2\pi} \log \frac{r_e}{r_i} \quad \text{e} \quad \frac{2\pi\, \varepsilon_D}{\log \frac{r_e}{r_i}}$$

rispettivamente come induttanza e come capacità (per unità di lunghezza) del sistema (r_e = raggio interno del conduttore esterno; r_i = raggio esterno del conduttore interno). L'impedenza caratteristica risulta quindi:

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu_D}{\varepsilon_D}} \log \frac{r_e}{r_i} .$$

Studiando la propagazione in senso radiale, sempre mediante le equazioni di Maxwell, si perviene, attraverso ipotesi e artifici opportuni, alla definizione della costante σ di propagazione « intrinseca » del conduttore, individuata dall'espressione: $\sigma^2 = j\, \omega\, \chi\, \mu$ (nella quale χ è la conduttività del conduttore) le cui componenti, reale ed immaginaria, sono date da:

$$\sqrt{\frac{\omega \chi \mu}{2}} \quad \text{e} \quad j \sqrt{\frac{\omega \chi \mu}{2}} .$$

Se $\vartheta = \sqrt{\frac{1}{\pi \chi \mu f}}$ rappresenta « lo spessore dello strato equivalente » (cioè lo spessore che dovrebbe avere un conduttore cavo per opporre alla corrente continua la stessa resistenza ohmica che un conduttore massiccio, dello stesso diametro oppone alla corrente alternata della frequenza considerata) integrando il sistema delle equazioni differenziali di Maxwell che governano la propagazione radiale, il che richiede la conoscenza delle funzioni di Bessel, si giunge all'espressione della resistenza unitaria globale del circuito:

$$R = \frac{1}{2\pi\, r_i\, \chi_i\, \vartheta_i} + \frac{1}{2\pi\, r_e\, \chi_e\, \vartheta_e} .$$

In essa i due termini rappresentano rispettivamente il contributo dei conduttori interno ed esterno; supponendo che questi siano formati dallo stesso materiale si ottiene:

$$R = \frac{1}{2\pi\, \chi\, \vartheta} \left(\frac{1}{r_i} + \frac{1}{r_e} \right) .$$

Determinate Z ed R si può ricavare la costante di attenuazione β del circuito coassiale; si ha, trascurando la conduttanza G e supponendo $\mu_i \simeq \mu_e \simeq \mu_D$:

$$\beta = \frac{R}{2Z} = \sqrt{f \frac{\varepsilon_D}{\chi_i}} \frac{\sqrt{\pi}}{2} \frac{1}{r_e} H ,$$

dove $H = \dfrac{\dfrac{r_e}{r_i} + \sqrt{\dfrac{\chi_i}{\chi_e}}}{\log \dfrac{r_e}{r_i}}$ è il fattore di attenuazione.

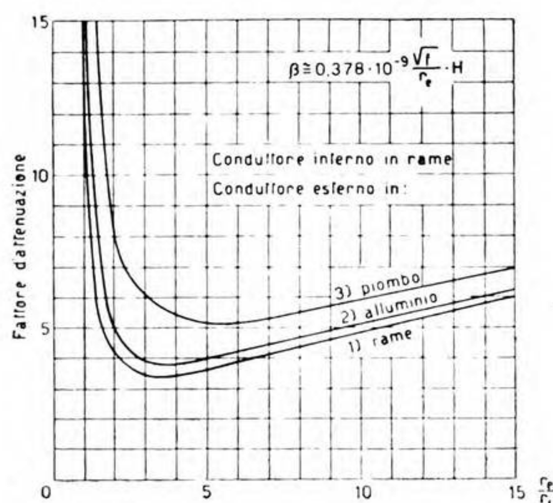


Fig. 1. — Valori della funzione H (fattore di attenuazione) per diversi metalli, al variare del rapporto dei raggi.

La fig. 1 dà i valori di H, per i diversi metalli, in funzione di $\dfrac{r_e}{r_i}$.

Esiste un valore ottimo del rapporto $\dfrac{r_e}{r_i}$ che rende minima l'attenuazione β e precisamente:

$$\left(\frac{r_e}{r_i}\right)_{ott} = \frac{\sqrt{\dfrac{\chi_i \mu_e}{\chi_e \mu_i}}}{\log \dfrac{r_e}{r_i} - 1} .$$

In corrispondenza a tale valore si ha:

$$\beta_{\min} = \frac{\sqrt{\pi f}}{2\, r_i} \sqrt{\frac{\mu_i\, \varepsilon_D}{\chi_i\, \mu_D}}\,.$$

Come valore indicativo particolarmente importante è da tenere presente il rapporto ottimo dei raggi, nel caso che ambedue i conduttori siano di rame, per il quale si ha: $\left(\frac{r_e}{r_i}\right)_{\text{ott}} = 3{,}6$. Per circuiti coassiali soddisfacenti al rapporto ottimo dei raggi, la fig. 2 mostra la dipendenza della $\beta_{\min}$ dalla frequenza, nel caso di coppie di dimensioni differenti.

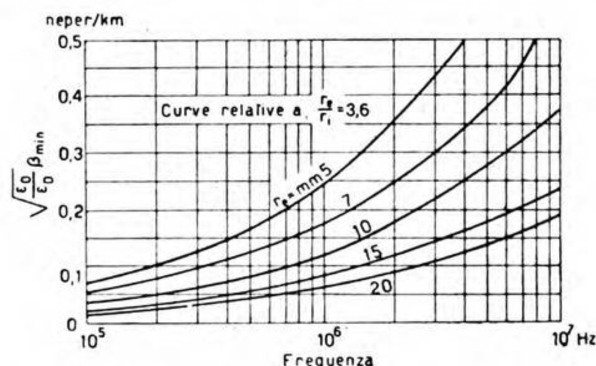


Fig. 2. — Valori dell'attenuazione della coppia rame-rame (dielettrico etere) per il rapporto ottimo dei raggi, al variare della frequenza. Curve relative a dimensioni della coppia gradatamente crescenti.

Come complemento della teoria generale semplificata del circuito coassiale, si pone in rilievo il valore complesso che assume l'impedenza caratteristica, qualora si voglia tenere conto della conducibilità χ_D del dielettrico; si esamina inoltre quale attenuazione supplementare s'introduce tenendo conto della conduttanza G del dielettrico; viene trattata poi la propagazione dell'energia in seno al dielettrico e ai conduttori e, dall'esame della propagazione radiale in seno ai conduttori, si giunge alla definizione dell'impedenza caratteristica e della costante di propagazione intrinseche.

Vengono poi studiate le variazioni di resistenza e di impedenza caratteristica derivanti da imperfezioni tecnologiche di costruzione, che alterino i parametri geometrici della coppia concentrica come le variazioni Δr_i e Δr_e nei raggi dei conduttori, e dalla presenza di una eccentricità e. Chiari diagrammi pongono un legame grafico fra le prime e le seconde variazioni. Nella fig. 3 le curve A, B, C, sono relative alle variazioni di impedenza, dovute ad un accrescimento dei due raggi, o ad una eccentricità.

Si può verificare una compensazione negli effetti prodotti dalle tre cause citate Δr_i, Δr_e, e; è quindi prevista una quasi completa eliminazione delle disuniformità delle grandezze caratteristiche lungo il cavo.

Si dimostra che su queste ha maggiore influenza una variazione dei raggi della coppia che non la presenza di una eccentricità; e ciò è vantaggioso, perchè, dal punto di vista costruttivo, è più facile evitare un difetto di sezione piuttosto che assicurare una rigorosa e continua centratura del conduttore interno.

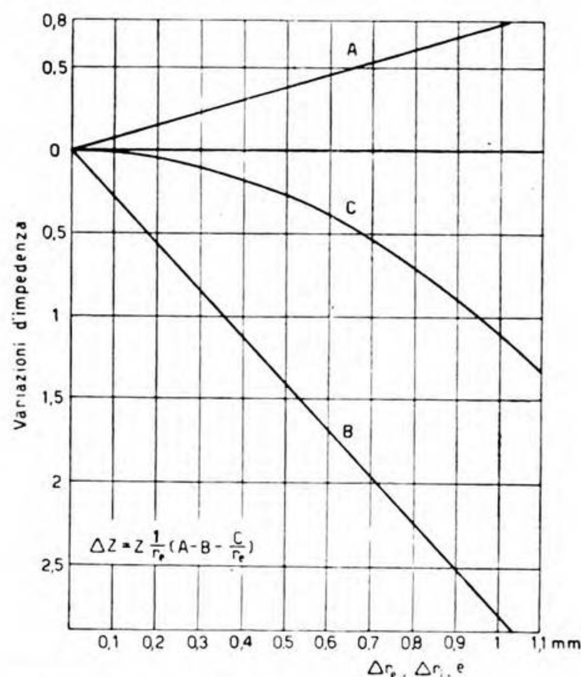


Fig. 3. — Diagrammi per il calcolo della variazione di impedenza a causa della irregolarità nella sezione (coppia rame-rame, con raggi nel rapporto ottimo).

Si considera in ultimo l'importante divergenza dal caso teorico, che si verifica quando il conduttore esterno è ottenuto, come il più delle volte accade, da una striscia metallica avvolta ad elica. Si crea allora una componente assiale del campo magnetico nell'interno del circuito, dovuta all'andamento elicoidale della corrente nel conduttore esterno; come conseguenza si hanno correnti indotte nei conduttori circostanti, il che corrisponde in ultima analisi ad un aumento della costante di attenuazione che può essere rilevante. Per ovviare a questo inconveniente è opportuno che la spirale sia a lungo passo.

Gi. Ca.

RADIOTECNICA GENERALE, IMPIANTI E ACCESSORI.

P. Ware — **Nuovo sistema di accordo con induttanze variabili.** (Proc. I.R.E., marzo 1938, XXVI, 3, pag. 308-320, con 10 fig.).

La regolazione di sintonia dei circuiti di accordo dei radioapparati, mediante induttanze variabili, è stata finora quasi esclusivamente adottata in alcuni trasmettitori o in apparecchiature aventi carattere speciale, mentre nei normali radioricevitori la sintonia viene sempre ottenuta con capacità variabili, poichè questo metodo si presenta come il più semplice dal punto di vista meccanico.

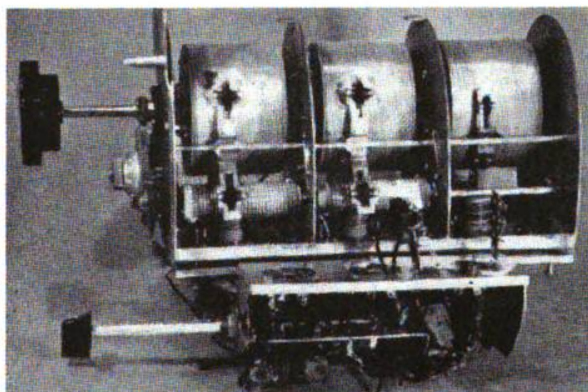


Fig. 1. — Circuiti di accordo di una supereterodina con gamma di frequenze da 0,54 a 65 MHz. Le induttanze grandi coprono, per due posizioni del commutatore, la gamma da 0,54 a 18 MHz, e le due più piccole quella da 18 a 65 MHz. Non viene usato, per le più alte frequenze, lo stadio amplificatore in alta frequenza.

In fig. 1 è rappresentato il complesso dei circuiti di accordo di una supereterodina, costituito da induttanze variabili e da capacità fisse.

Le induttanze variabili sono costituite da un avvolgimento di filo di rame argentato avvolto su di un tubo di materiale isolante, che può ruotare attorno al proprio asse mediante un comando esterno; il contatto mobile è costituito da due rotelle appoggiate a pressione sul filo e portate da un carrellino che può scorrere su di uno stelo disposto parallelamente all'asse dell'induttanza. Lo stelo, e quindi il contatto mobile, sono collegati elettricamente alla massa. La variazione dell'induttanza avviene con continuità e la rotazione stessa della bobina provoca lo spostamento traslatorio del carrello di contatto.

Meccanicamente il funzionamento ha dato ottimi risultati; non si sono avuti a lamentare inconvenienti, il contatto mobile non ha provocato disturbi nemmeno lasciando inattivo l'apparecchio per due mesi consecutivi, e ripetendo l'esperienza per un anno di seguito; la durata di tale induttanza si è dimostrata praticamente superiore a 30 000 escursioni complete del carrellino porta contatto.

Il campo di funzionamento di un'induttanza variabile deve rimanere al di sotto della frequenza naturale di risonanza della porzione di induttanza non utilizzata, onde evitare notevoli assorbimenti di energia che potrebbero nascere a causa dell'accoppiamento mutuo esistente fra le due porzioni (non utilizzata e utilizzata) che costituiscono l'induttanza.

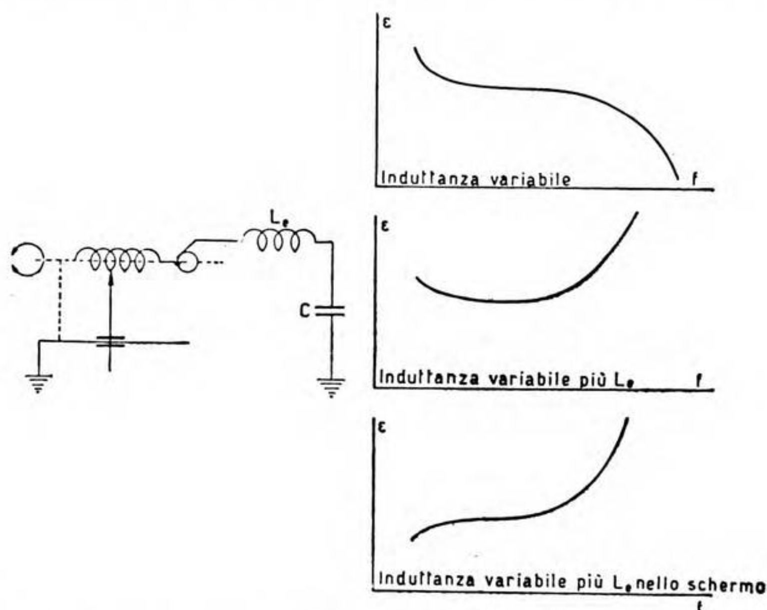


Fig. 2. — Circuito di sintonia con induttanza variabile ed induttanza fissa in serie. Da $f^2 = \frac{k}{C(L_v + L_e)}$ si ricava $\frac{L_v}{L_e} = \frac{f_2^2}{f_1^2} - 1$ oppure $L_e = L_v \frac{f_1^2}{f_2^2 - f_1^2}$, dove L_v = valor massimo dell'induttanza variabile; L_e = valore dell'induttanza fissa in serie; $\frac{f_2^2}{f_1^2}$ = rapporto di sintonia. I grafici indicano la variazione del coefficiente di risonanza ε in funzione della frequenza f.

La frequenza naturale di risonanza delle induttanze cilindriche, atte a ricoprire la normale gamma radiofonica, è compresa fra 20 e 35 MHz e dipende dal raggio e dal numero delle spire; essa può venire ulteriormente aumentata collegando a massa l'estremo della porzione di induttanza non utilizzata.

In fig. 2 è rappresentato un circuito di sintonia costituito da una capacità fissa e da due induttanze, una variabile e l'altra fissa in serie fra di loro. L'impiego dell'induttanza fissa L_e equivale ad un arresto meccanico del contatto mobile. Le formule che compaiono nella dicitura della figura stessa consentono il calcolo delle varie parti componenti il

circuito, ed i grafici dànno un'idea della variazione del coefficiente di risonanza ε in funzione della frequenza f.

In fig. 3 sono rappresentati i circuiti di accordo di una supereterodina, corrispondenti ai due casi di sintonia con capacità (*a*, *b*) o con induttanze (*c*, *d*), inoltre il circuito *e* indica un metodo per migliorare l'allineamento fra la sintonia del circuito di entrata e quella dell'oscillatore; con la scelta opportuna dei sensi di avvolgimento e del numero delle spire è infatti possibile portare a quattro i punti di intersezione della curva effettiva di allineamento con quella ideale.

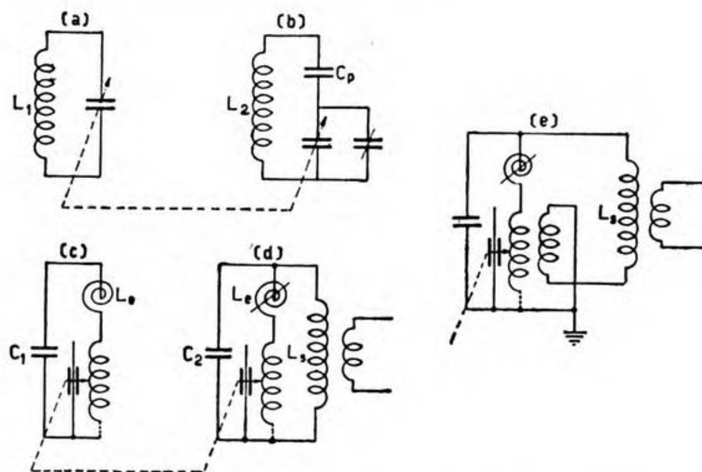


Fig. 3. — Circuiti di sintonia di una supereterodina e sistema per migliorare l'allineamento fra la sintonia di entrata e quella dell'oscillatore.

L'accordo mediante induttanza regolabile consente di ricoprire una gamma di frequenza superiore a quella raggiungibile con l'accordo a capacità, dati gli ampi limiti entro cui può essere variata l'induttanza; ciò costituisce un vantaggio che in molti casi può risultare di importanza notevole.

M. L. P.

TELEFONIA GENERALE, IMPIANTI E ACCESSORI.

C. W. GREEN e E. I. GREEN — **Un sistema telefonico a frequenze portanti per cavi a lunga distanza.** (Bell S. T. J., gennaio 1938, XVII, 1, pag. 80-105, con 20 fig.).

R. W. CHESNUT, L. M. ILGENFRITZ e A. KENNER — **Terminali per telefonia a frequenze portanti in cavo.** (Bell S. T. J., gennaio 1938, XVII, 1, pag. 106-124, con 16 fig.).

C. E. LANE — **Filtri di banda a cristallo per il sistema telefonico a frequenze portanti in cavo.** (Bell S.T.J., gennaio 1938, XVII, 1, pag. 125-136, con 10 fig.).

1. - *Generalità.* - Il presente gruppo di articoli illustra nelle sue linee generali e nei più caratteristici particolari tecnici il sistema di telefonia a canali, detto « sistema K », che si sta ora applicando su vasta scala in America e che è destinato ad avere una parte preponderante nel futuro assetto della telefonia a grande distanza in quel paese (1). Il sistema si applica ai cavi sotterranei ed a quelli aerei (circa i due terzi dei cavi interurbani esistenti in America sono posati su palificazioni), tanto se si tratta di cavi nuovi quanto se di cavi già da tempo in servizio per telefonia ordinaria (e che vengono adattati al nuovo sistema togliendo le bobine Pupin e bilanciandoli ulteriormente). Inoltre, parte delle apparecchiature possono servire anche per i sistemi di telefonia a frequenze portanti, che sono o saranno applicati sulle linee aeree e sui cavi coassiali.

Dato l'elevato costo delle apparecchiature, specialmente di quelle terminali, il sistema presenta vantaggi economici, rispetto agli altri sistemi fino ad oggi in uso, soltanto per distanze rilevanti (parecchie centinaia di kilometri) e su vie a traffico intenso. Esso è previsto per una distanza massima di circa 6500 km, con la possibilità di disporre in serie, su tale percorso, fino a cinque distinti collegamenti, ognuno con i suoi apparecchi terminali di modulazione e demodulazione (cioè passaggi attraverso stadi a frequenza fonica), ottenendosi così una trasmissione di qualità superiore a quella della telefonia ordinaria.

2. - *Gamme di frequenza.* - Il sistema K è un sistema di telefonia a 12 comunicazioni, nel quale si impiegano due distinti circuiti per i due sensi di trasmissione (sistema a 4 fili). Per evitare interferenze, i circuiti che servono alla trasmissione in un senso e quelli che servono alla trasmissione in senso opposto sono raccolti in due cavi separati, i quali possono per altro essere posati vicini, nella stessa tubazione o nella stessa trincea. Nel caso in cui si vogliano adibire al servizio a 12 canali un certo numero di circuiti di un cavo già esistente, bisogna aggiungere un altro cavo con egual numero di circuiti, a meno che non ve ne sia già un secondo sulla stessa via.

La trasmissione di ciascuno dei 12 canali avviene col noto metodo della banda laterale unica e con soppressione della portante. Ogni canale impegna una gamma di 4 kHz, essendo di 4 kHz l'intervallo fra le frequenze portanti. Tanto per la trasmissione in un senso, quanto per la trasmissione in senso opposto, le 12 comunicazioni occupano la gamma di frequenze compresa fra 12 e 60 kHz, la quale è stata scelta in base a varie considerazioni. In particolare, nella scelta della frequenza più alta, si è tenuto

(1) Un sistema sostanzialmente identico è largamente applicato anche in Inghilterra, col nome di « P. O. System N. 5 »; vedansi: J.I.E.E., 1937, LXXXI, p. 573; A. F., 1938, VII, p. 329.

conto che, col crescere della frequenza, l'attenuazione e la diafonia diventano molto importanti; e d'altra parte si è scelto un rapporto non troppo grande tra la frequenza massima e la frequenza minima per evitare difficoltà nel progetto degli amplificatori e nella regolazione della trasmissione di una gamma molto ampia di frequenze.

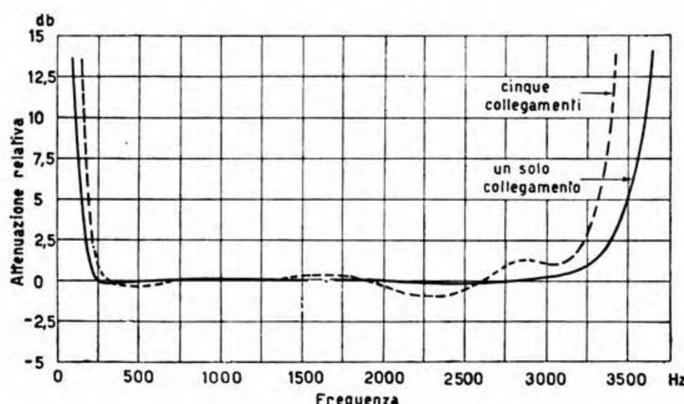


Fig. 1. — Caratteristica di trasmissione risultante per ogni canale.

Con il suddetto intervallo di 4 kHz e con i filtri e gli altri apparecchi usati in questo sistema, la gamma delle frequenze udibili effettivamente trasmessa è assai ampia (da meno di 200 ad oltre 3300 Hz, come appare dalla fig. 1), e ciò costituisce un sensibile miglioramento della qualità della trasmissione, che finora era generalmente limitata alla gamma 300 ÷ 2700 Hz. Questo miglioramento, ottenuto senza notevole aggravio di spesa, e che sarà ugualmente attuato su tutti i sistemi a frequenze portanti applicati in America e altrove, è in accordo col rinnovamento e perfezionamento, oggi in corso, di tutte le parti degli impianti telefonici — fra cui gli apparecchi microtelefonici — affinchè la maggiore efficienza delle une non sia resa inutile dalle limitazioni delle altre parti.

3. - *Attenuazione*. - La trasmissione avviene sui circuiti reali delle normali bicoppie da 0,9 mm (capacità 0,0385 μF/km) senza pupinizzazione. La possibilità di utilizzare tali circuiti (i primi esperimenti erano stati fatti con bicoppie da 1,3 mm) è vantaggiosa sopra tutto perchè si possono adibire al nuovo sistema i cavi già esistenti; nel caso di cavi nuovi, studi e impianti fatti in Europa [2] hanno invece mostrato che è più conveniente adoperare quaterne a stella con capacità più bassa.

L'attenuazione del suddetto circuito è elevata e cresce notevolmente con la frequenza, a causa del conseguente aumento sia della resistenza per effetto di pelle e di prossimità, sia della disperdenza dovuta alle

[2] E. F. D., 1937, 47, p. 222.

perdite nel dielettrico. Come mostra la fig. 2, alla temperatura ordinaria, l'attenuazione è di circa 0,28 neper/km alla frequenza massima (60 kHz) e di circa 0,19 neper/km alla frequenza minima (12 kHz). (Per confronto: lo stesso circuito con la pupinizzazione media, 177 mH per 1,83 km, ha una $\beta \simeq 0{,}022$ neper/km a 800 Hz).

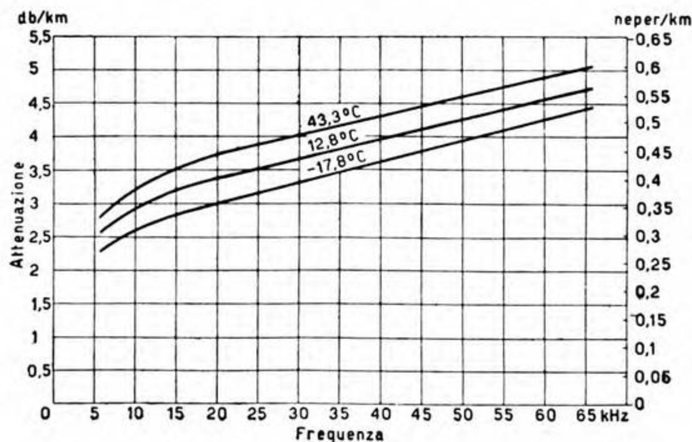


Fig. 2. — Attenuazione di una coppia da 0,9 mm non pupinizzata.

La variazione dell'attenuazione col variare della temperatura ha molta importanza per la regolazione del guadagno degli amplificatori, specialmente nel caso dei cavi aerei, in cui la variazione è fortissima e assai rapida. (La variazione di temperatura giornaliera di un cavo aereo può arrivare alla metà della variazione annuale, la quale è il triplo di quella dei cavi sotterranei). Sulla distanza massima di 6500 km, la temperatura potrebbe dar luogo a una variazione di livello di circa 2000 decibel (circa 230 neper).

Un' ulteriore complicazione è data dal fatto, che la variazione dell'attenuazione con la temperatura, $\frac{d\beta}{dT}$, non è eguale per tutte le frequenze. Essa può essere considerata come somma di due termini: il primo, che è di gran lunga il maggiore, è indipendente dalla frequenza e può essere compensato in modo analogo a quello in uso per la telefonia ordinaria; l'altro variabile con la frequenza (*twist*) richiede una compensazione a parte, che si fa ogni 150-160 km. La fig. 3 mostra quest'ultimo termine (*twist*) riferito alla variazione a 28 kHz, frequenza a cui si verifica un $\frac{d\beta}{dT}$ massimo, nell'ipotesi che l'attenuazione sia stata esattamente compensata alla temperatura di 12,8° C.

4. - *Disturbi*. - Per quanto riguarda la diafonia, questo sistema, date le alte frequenze in gioco e la forte amplificazione, ha esigenze assai

severe. La più importante causa di diafonia, quella fra circuiti trasmettenti in sensi opposti (paradiofonia), è eliminata in modo radicale disponendo i circuiti in due cavi separati, come si è detto. Ciò però non basta ad evitare tutte le possibilità di diafonia e di disturbi; si applicano perciò speciali disposizioni di bilanciamento e di blocco (3).

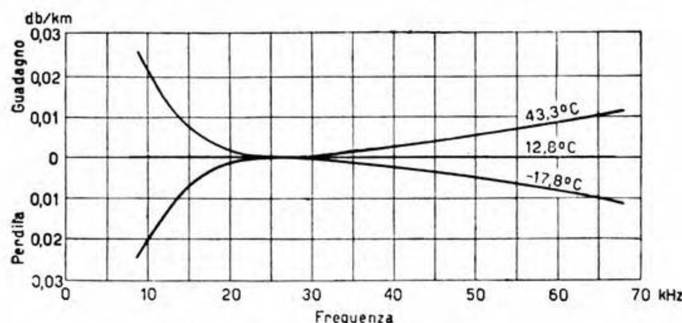


Fig. 3. — Componente variabile con la frequenza (*twist*) del rapporto $d\beta/dT$ per la coppia da 0,9 mm.

La velocità di trasmissione, trattandosi di circuiti non pupinizzati, è molto grande (circa 160 000 km/s), sicchè i fenomeni di eco e di ritardo non recano disturbo, neppure nel caso di grandissime distanze di trasmissione.

5. - *Amplificazione*. - La distanza media fra le stazioni amplificatrici del sistema a 12 canali è di circa 27,5 km (con un massimo di 30,5 km), cioè circa un terzo della distanza normale fra le stazioni esistenti per la telefonia ordinaria. Si prevede di poter raggiungere una distanza di trasmissione di circa 6500 km, disponendo in serie il necessario numero di amplificatori (circa 230), ciò che rappresenta un guadagno totale di 10 000 - 15 000 decibel. Le apparecchiature amplificatrici del nuovo sistema troveranno posto nelle stazioni esistenti e in stazioni intermedie più piccole (due stazioni ausiliarie in ogni intervallo), le quali saranno visitate dal personale a regolari intervalli o in caso di guasti, ma non avranno sorveglianza continuativa. Nel caso di linee nuove si cercherà di aumentare, per evidenti ragioni economiche, il numero delle stazioni non presidiate. Non ostante la limitata distanza fra le stazioni, l'amplificazione dev'esser molto grande. Il guadagno in ogni stazione può variare all'incirca fra 50 e 75 decibel (da 5,7 a 8,5 neper) alla frequenza superiore, poichè di regola il livello è compreso fra — 60 e + 10 decibel circa (rispetto al livello della voce all'estremo di partenza).

Ogni posto di amplificazione comprende, per ciascun circuito, due amplificatori in serie del tipo a reazione negativa, tipo che, com'è noto,

(3) Bell S. T. J., 1938, XVII, p. 137; A. F., 1938, VII, p. 677 (in questo stesso fascicolo).

assicura grande stabilità e assenza di intermodulazione fra i canali. Ogni amplificatore (fig. 4) ha tre stadi con accoppiamento ad impedenza ed il circuito di reazione negativa (che dà circa 40 decibel) connesso fra il circuito anodico dell'ultimo tubo e quello di griglia del primo. Il valore del guadagno e la forma della curva guadagno-frequenza sono regolati dai condensatori e dall'« egualizzatore di linea » che si trovano nel circuito di reazione. L'egualizzatore di linea è una linea artificiale per la quale la forma della curva di attenuazione è uguale a quella del cavo per 12,8° C. Date le inevitabili deviazioni delle caratteristiche del cavo rispetto a quelle della linea artificiale, un egualizzatore supplementare è aggiunto ogni 500-600 km; inoltre si hanno altri egualizzatori supplementari (uno ogni circa 10 stazioni amplificatrici) per correggere le deviazioni degli amplificatori stessi. Il risultato, misurato su circa 800 km di linea, è una curva di attenuazione piatta, a meno di 2 decibel nell'intervallo 12 ÷ 60 kHz.

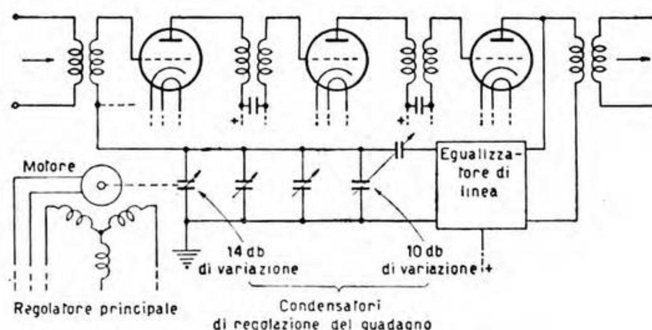


Fig. 4. — Schema di un amplificatore di linea.

Per la compensazione delle variazioni di attenuazione dovute alle variazioni di temperatura, si ha, come nella telefonia ordinaria, un filo pilota posto nel cavo: le variazioni di resistenza di questo filo per mezzo di un ponte di Wheatstone e di un motorino autosincronizzato, producono variazioni di capacità in un condensatore posto nel circuito di reazione e così si regola automaticamente il guadagno. La compensazione per il termine dipendente dalla frequenza (*twist*) si fa ogni 5-6 stazioni con una linea artificiale speciale.

6. - *Terminali*. - L'apparecchiatura terminale che, come si è detto, forma la parte maggiore del costo del sistema a frequenze portanti, contiene molte particolarità nuove ed è stata studiata in modo da poter essere usata anche per i sistemi applicati alle linee aeree ed ai cavi coassiali, ottenendosi così i vantaggi di una estesa costruzione in serie e di una uniforme manutenzione, nonchè la facilità di interconnessione dei vari sistemi.

Come appare dallo schema della fig. 5, al terminale di partenza si ha una prima modulazione che trasferisce i singoli canali a frequenza vocale uno di fianco all'altro nella zona di frequenze compresa fra 60 e 108 kHz, e poi una seconda modulazione (con la portante di 120 kHz)

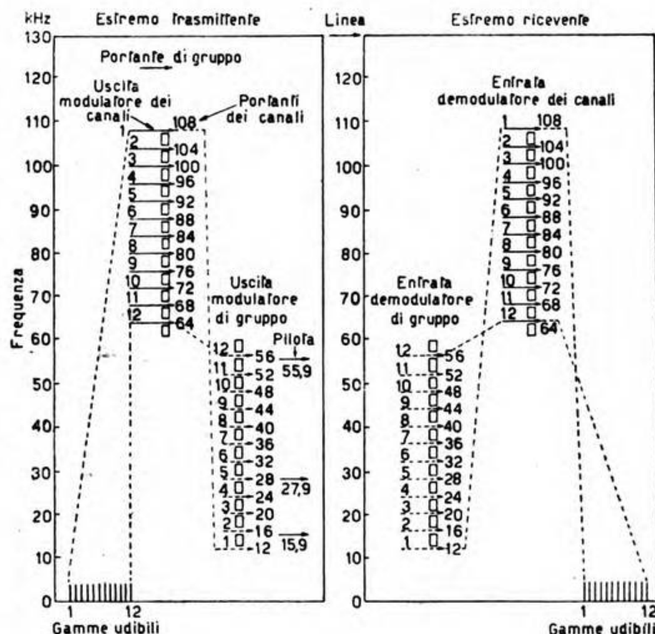


Fig. 5. — Disposizione delle frequenze nei processi di modulazione e demodulazione.

che sposta l'intera zona fra 12 e 60 kHz come occorre per la trasmissione sul cavo; all'arrivo si hanno due modulazioni in senso inverso. Si passa attraverso la zona di frequenze 60-108 kHz, anzichè direttamente a quella trasmessa sul cavo, perchè, fra l'altro, essa è più favorevole all'uso dei filtri a cristallo, i quali costituiscono una delle caratteristiche principali di questo sistema. Un'altra caratteristica è l'impiego di raddrizzatori a ossido di rame per i processi di modulazione, sia dei singoli canali, sia di gruppo: essi presentano la stessa efficienza e stabilità dei raddrizzatori a tubi, mentre non richiedono praticamente alcuna manutenzione.

Le frequenze portanti per le modulazioni e demodulazioni e le frequenze pilota sono ottenute come armoniche di un'unica frequenza base, quella di 4 kHz, il cui generatore è stabilizzato mediante un diapason ed ha una potenza sufficiente per 10 sistemi, cioè 120 comunicazioni: le varie armoniche sono prodotte per mezzo di una bobina avente nucleo

di permalloi. Tutta l'apparecchiatura per la produzione delle frequenze è installata in doppio: in caso di guasto, la riserva entra in funzione automaticamente in meno di 10 millisecondi. Ciò è molto importante,

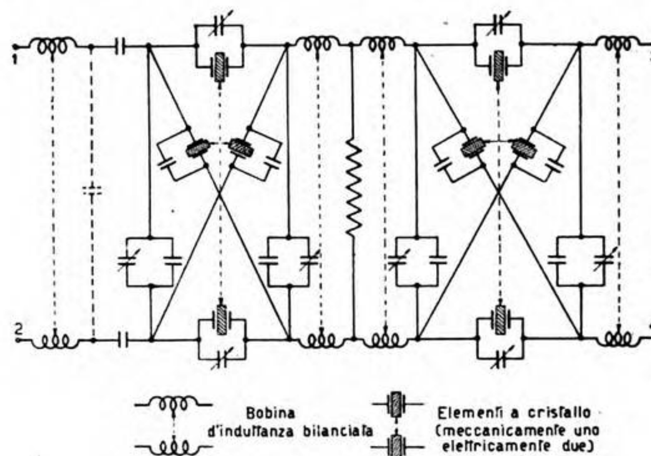


Fig. 6. — Schema di un filtro a cristalli di quarzo.

perchè altrimenti un gran numero di comunicazioni sarebbero di colpo interrotte.

La caratteristica attenuazione-frequenza, ottenuta per le singole comunicazioni con questa apparecchiatura terminale, è molto ampia e regolare,

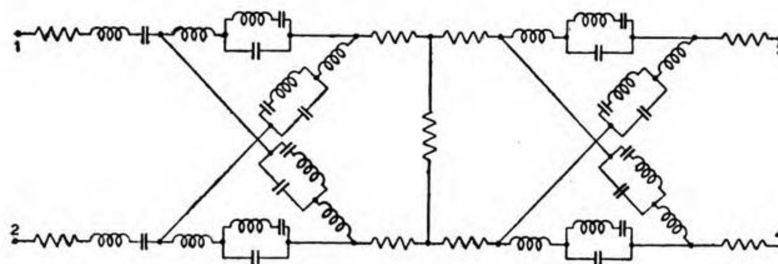


Fig. 7. — Circuito equivalente di un filtro a cristalli di quarzo

come mostra la fig. 1; anche con cinque passaggi di modulazione e demodulazione la riduzione di ampiezza e la distorsione sono limitate; così pure è piccola la distorsione di fase, mentre la limitazione di volume, praticata per evitare sovraccarichi in caso di comunicazioni a voce troppo alta, è tale da non degradare la qualità della conversazione.

7. - *Filtri a cristallo.* - Questo tipo di filtro di banda, che è stato applicato al sistema telefonico dopo anni di prove, ha come caratteristica principale l'impiego di piastrine tagliate da cristalli di quarzo, in luogo di alcune bobine e condensatori, ma presenta altre particolarità nuove. La fig. 6 ne rappresenta lo schema e la fig. 7 il circuito equivalente. I 12 filtri, che sono tutti eguali salvo le dimensioni delle piastrine, presentano una curva caratteristica (fig. 8) molto più ampia, regolare e nettamente delimitata di quella ottenibile con gli altri tipi di filtri e permettono quindi un'ottima utilizzazione della banda di frequenze disponibile.

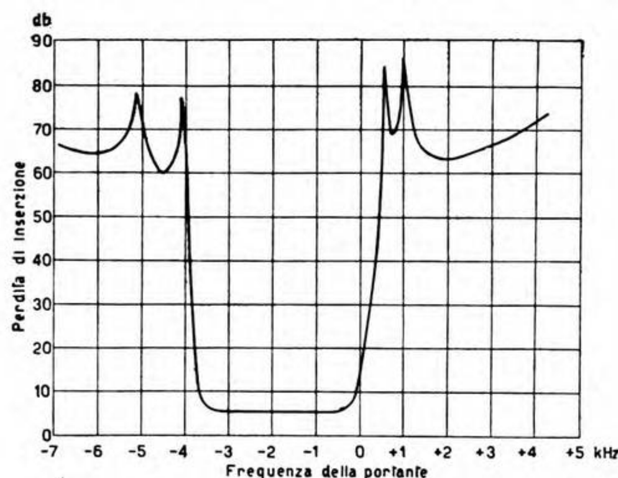


Fig. 8. — Caratteristica dei filtri a cristallo.

Oltre a ciò essi sono molto meno ingombranti dei filtri formati con bobine e condensatori e pare non costino di più. La loro importanza è evidente se si pensa che il costo dei filtri costituisce oltre un terzo del costo dell'intera apparecchiatura terminale.

8. - *Altre particolarità.* - Non è possibile qui soffermarci su altre pur notevoli particolarità del sistema K, come per esempio quelle che riguardano l'installazione degli apparecchi, l'alimentazione di potenza delle stazioni, la manutenzione, il controllo, e così via. Si può, fra l'altro, ricordare, che ogni canale telefonico può essere sostituito con un gruppo di canali telegrafici a frequenze portanti e che si sta studiando l'applicazione di un canale per radiodiffusione musicale al posto di due canali telefonici.

F. Ma.

LIBRI E PUBBLICAZIONI

F. Benz. — *Einführung in die Funktechnik: Verstärkung, Empfang, Sendung.* — J. Springer, Wien, 1937. — Un volume di XV-411 pagine, con 443 figure. — Prezzo R. M. 15.

Il libro contiene una trattazione organica di argomenti di radiotecnica generale, destinata agli studenti delle scuole superiori che intendono specializzarsi nelle radiocomunicazioni, ed agli ingegneri che desiderano poter ricorrere a un testo della materia, quando se ne presenti l'esigenza nello svolgimento del loro lavoro.

Delle cinque parti, nelle quali l'opera è suddivisa, la prima tratta, in diciotto capitoli, dei fondamenti generali: circuiti elettrici, condensatori, induttanze, materiali usati nelle costruzioni radiotecniche. La seconda, in sedici capitoli, dei tubi elettronici in generale, dei tubi a luminescenza, delle fotocelle, degli oscillografi a raggi catodici e dei moltiplicatori elettronici.

La terza parte si occupa, in undici capitoli, dello studio e del calcolo degli amplificatori a bassa frequenza, dell'elettroacustica in genere e delle sue applicazioni: la generazione e la ricezione dell'energia acustica, i telefoni, gli altoparlanti, i microfoni.

La quarta parte, sui ricevitori, è divisa a sua volta in due sezioni. La prima, di quindici capitoli, espone le generalità: antenne riceventi, demodulazione, amplificazione a radiofrequenza, reazione, neutralizzazione, sensibilità, selettività e bontà dei radioricevitori; la seconda, di quattordici capitoli, si occupa dei diversi tipi di apparecchi e dei calcoli fondamentali dei medesimi, nonchè dei disturbi alle radioricezioni e delle relative protezioni.

La quinta ed ultima parte svolge in undici capitoli l'argomento dei trasmettitori, comprendendovi le antenne trasmittenti, i diversi sistemi di generazione, amplificazione e modulazione, nonchè esempi di calcolo completi.

È stato possibile trattare una così vasta materia in un numero di pagine relativamente modesto, poichè l'autore ha, di certi argomenti di contorno, anche se ampi per se stessi, esposto le nozioni essenziali senza entrare in particolari troppo minuti, rimandando però sempre il

lettore, attraverso un'accurata e recente bibliografia a piè di pagina, agli articoli originali od ai trattati speciali: vengono agevolate in tal modo la lettura e la sintesi di tutto l'insieme, mentre gli argomenti, che sono essenziali al fine del corso, risultano esposti nella loro interezza e con notevole perspicuità. Gli esempi numerici di calcolo, assai numerosi, vanno segnalati come utilissimi, al pari delle nitide figure, delle tabelle numeriche e degli abachi in appendice.

La lettura dell'opera, così interessante dal punto di vista didattico e da quello del quadro della materia, induce nella constatazione di quanto sarebbe vantaggioso l'adottare per le unità il sistema Giorgi nella stesura di tutte le formule: in trattati come questo, ciò costituirebbe un utile servigio reso ai radiotecnici e contribuirebbe nel modo più efficace alla diffusione del sistema di unità ormai accettato internazionalmente.

A. Br.

***

Electrotechnical Journal. The Official Overseas Edition of the Journal of the Institute of Electrical Engineers of Japan. Published monthly. — Volume I, numeri 1÷7, giugno÷dicembre 1937. — Denki-Gakkwai, Marunouchi, Tokyo. — Sette fascicoli di 220 pagine complessive, con numerose figure. — Prezzo 1 yen per fascicolo (abbonamento annuo 12 yen).

« L'intimo contatto fra questo paese e gli altri è stato molto ostacolato dalla barriera costituita dalla notevolissima differenza di linguaggio. È tuttavia desiderabile superare questa barriera e facilitare ed approfondire la comprensione e la conoscenza scambievoli, contribuendo, fosse anche soltanto in piccola misura, all'armonia internazionale ed allo sviluppo della civiltà ». Così il professore Takeshi Nishi, Presidente dell'« Institute of Electrical Engineers of Japan (Denki-Gakkwai) », inizia la sua breve presentazione del periodico, che costituisce l'« edizione per oltremare » del giornale del sodalizio.

Vi si pubblicano sunti assai estesi dei più importanti lavori di elettrotecnica compiuti in Giappone, vi si dà breve e succinta notizia delle ricerche in corso o dei risultati iniziali conseguiti. Nel gruppo di fascicoli editi durante il primo anno di vita sono stati toccati aspetti molto vari della tecnica elettrica attuale, con indirizzo assai moderno ed aggiornato: sono apparsi infatti articoli sulle costruzioni elettromeccaniche, sulle comunicazioni elettriche, sulle alte tensioni, sulle prove dei materiali, e così via, mentre si è data notizia di una quantità veramente notevole di ricerche sperimentali, accompagnando sempre la breve nota con abbondanza di grafici, diagrammi e schemi.

L'iniziativa non poteva essere più felice, chè a tutti, crediamo, gli studiosi del nostro campo sarà almeno una volta occorso di trovare un qualche scritto giapponese che il breve sunto premesso, un grafico od uno schema promettevano molto interessante, ma il cui testo, pit-

toresco se si vuole, era impenetrabile. Siamo quindi lieti di porgere il benvenuto alla nuova rivista augurandole tutto il successo che merita.

An. Gi.

***

L'Ingegnere. Rivista mensile. — Anno XII, numeri 5÷8, maggio÷15 agosto 1938. — Milano, Corso Venezia, 1. — Quattro fascicoli di 346 pagine complessive, con numerose figure. — Prezzo L. 8 per fascicolo (abbonamento annuo L. 80).

Questa rivista, che è già al suo dodicesimo anno di vita, viene edita dal maggio 1938, completamente trasformata, dalla Casa Editrice Hoepli, sotto la direzione dell'ingegnere Gorla.

Essa si propone di contribuire ad una stretta collaborazione fra studiosi, tecnici ed industriali, pubblicando articoli di specialisti, trattando di problemi economici e presentando una serie di rubriche con notizie relative a tutti i rami dell'ingegneria.

I nuovi fascicoli rispondono pienamente agli scopi prefissi. Il primo di essi contiene articoli sulla rete stradale dell'Impero (G. Cobolli-Gigli), sul recupero dell'« Ara Pacis Augustae » (F. Mauro), sulle « linee Maginot » aeree (V. Boeri), sui progressi nelle telecomunicazioni (E. Soleri), sulla sopportazione fisiologica in volo (R. Giacomelli), sulle nostre scuole per gl'ingegneri (C. I. Azimonti); riferisce su convegni, congressi e conferenze; e riporta inoltre un'accurata ed efficace rassegna tecnica, tratta dalla letteratura specializzata di tutti i paesi, una rassegna economica, un panorama della produzione industriale, rubriche tecniche e legali, recensioni ed una ricca bibliografia.

I fascicoli successivi conservano l'inquadramento del primo, pubblicando articoli e notizie relativi ai campi più svariati dell'ingegneria, compreso quello dell'elettrotecnica e delle sue applicazioni: ad esso si fa riferimento, tra l'altro, con trattazioni sull'equilibratura dei corpi rotanti (A. Cenzato e N. Moltrasio), sui progressi nella misura delle temperature (A. Sellerio), sugli sviluppi della telefonia (E. Soleri).

La veste tipografica è ottima. E contribuirà molto opportunamente all'immancabile felice riuscita dell'importante periodico.

E. Fa.

TABELLE E DATI

Curve universali di risonanza per circuiti affetti da perdite e risonanti in parallelo.

ANDREA FERRARI-TONIOLO

Vengono date diverse serie di curve universali, attraverso le quali si possono determinare, per variazioni sia di frequenza sia di capacità, le varie componenti dell'impedenza di un circuito costituito da una induttanza con perdite, in parallelo con un condensatore.

Sono determinati i valori minimi (7 - 10) del fattore di bontà Q, al di sopra dei quali si possono, con errori inferiori all' 1 %, usare praticamente i dati della risonanza ideale. La trattazione rigorosa, da seguirsi per valori particolarmente bassi di Q ed in ogni caso in cui interessi maggiore precisione di risultati, mette in luce le particolarità, non sempre notate, per le quali il caso pratico si discosta da quello ideale.

1. - Il fenomeno della risonanza nei circuiti elettrici ha avuto innumerevoli illustrazioni e rappresentazioni, anche se raramente in forma generalizzata. Le considerazioni e il tracciamento di diagrammi sono assai semplici nel caso di circuiti privi di elementi dissipativi, ovvero di circuiti con i tre elementi R, L, C in serie; ma non altrettanto nel caso di elementi in parallelo.

Si è pensato che la risonanza in parallelo meritasse qualche attenzione, appunto per la laboriosità dei calcoli che in tale caso si sviluppano; e che, sopra tutto, potesse essere interessante avere curve « universali » (riferite cioè alla frequenza di risonanza propria del circuito, senza che importi il valore effettivo di tale frequenza, quando si immagini la curva di risonanza tracciata per variazioni di frequenza; oppure ottenute variando un altro elemento, quale, ad esempio, la capacità, e tenendo fissa la frequenza, riferendo cioè le curve stesse alla capacità di risonanza)

per il caso particolare di una bobina di induttanza, in parallelo con un condensatore.

In tale caso, secondo quel che si presenta in pratica e considerando frequenze non estremamente elevate, le perdite sono praticamente da attribuire alla resistenza che necessariamente esiste in serie con la induttanza della bobina; di esse può tenersi conto in quel coefficiente Q, sempre più diffuso nella tecnica e che si chiama « fattore di bontà » della bobina.

2. - Se si considera il circuito rappresentato in fig. 1 si ha, notoriamente, come valore dell'impedenza del dipolo AB:

$$\dot{Z} = \frac{1}{\dfrac{1}{R_L + j\,\omega\,L} + j\,\omega\,C} = \frac{R_L + j\,\omega\,L}{1 + j\,\omega\,C\,(R_L + j\,\omega L)} = \tag{1}$$

$$= \frac{R_L}{(1 - LC\,\omega^2)^2 + R_L^2\,C^2\,\omega^2} + j\,\frac{\omega L\,(1 - \omega^2\,LC) - \omega\,C R_L^2}{(1 - LC\,\omega^2)^2 + R_L^2\,C^2\,\omega^2}\,.$$

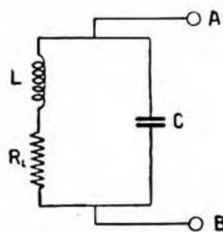


Fig. 1. — Bipolo antirisonante con perdite.

Definito $\omega_0 = \dfrac{1}{\sqrt{LC}}$, se vogliamo esprimere $\dot{Z}$ in funzione di:

$$Q_0 = \frac{\omega_0 L}{R_L}\,,\quad Z_\infty = \sqrt{\frac{L}{C}}\,,\quad \nu = \frac{\omega}{\omega_0}\,, \tag{2}$$

si debbono eseguire le sostituzioni:

$$R_L = \frac{Z_\infty}{Q_0}\,,\quad \omega = \nu\,\omega_0\,,\quad L = \frac{Z_\infty}{\omega_0}\,,\quad C = \frac{1}{Z_\infty\,\omega_0}\,. \tag{3}$$

Si ottiene:

$$\dot{Z} = Z_\infty \left[\frac{\dfrac{1}{Q_0}}{(1 - \nu^2)^2 + \dfrac{1}{Q_0^2}\,\nu^2} + j\,\frac{\nu\left(1 - \dfrac{1}{Q_0^2} - \nu^2\right)}{(1 - \nu^2)^2 + \dfrac{1}{Q_0^2}\,\nu^2} \right]. \tag{4}$$

Ciò permette di studiare la $\dot{Z}$ in funzione di 3 sole variabili: Z_∞, Q_0, ν (1).

(1) Q_0, essendo il fattore di bontà della bobina *alla frequenza di risonanza propria del circuito*, s'identifica con il coefficiente di risonanza.

In particolare, se poniamo:

[5] $$\varrho = \frac{\frac{1}{Q_0}}{(1 - \nu^2)^2 + \frac{1}{Q_0^2}\nu^2}\,.$$

[6] $$\xi = \frac{\nu\left(1 - \frac{1}{Q_0^2} - \nu^2\right)}{(1 - \nu^2)^2 + \frac{1}{Q_0^2}\nu^2}\,.$$

[7] $$\zeta = \sqrt{\varrho^2 + \xi^2} = \sqrt{\frac{\frac{1}{Q_0^2} + \nu^2}{(1 - \nu^2)^2 + \frac{1}{Q_0^2}\nu^2}}\,.$$

[8] $$\eta = \frac{1}{\sqrt{\varrho^2 + \xi^2}} = \sqrt{\frac{(1 - \nu^2)^2 + \frac{1}{Q_0^2}\nu^2}{\frac{1}{Q_0^2} + \nu^2}}\,.$$

si può studiare l'andamento delle quattro funzioni ϱ, ξ, ζ, η, in dipendenza delle due sole variabili Q_0 e ν e quindi rappresentarle come famiglie di curve nel piano.

3. - Se, invece, definito $C_0 = \frac{1}{\omega^2 L}$, si vuole esprimere $\dot{Z}$ in funzione di:

[9] $$Q_0 = \frac{\omega L}{R_L}\,, \quad Z_\infty = \frac{1}{\omega C_0}\,, \quad \nu' = \frac{C}{C_0}$$

(cioè se si considerano risonanze ottenute per variazioni della capacità del circuito, anzichè per variazioni della frequenza di alimentazione), si deve sostituire:

[10] $$R_L = \frac{Z_\infty}{Q_0}\,, \quad C = C_0\nu'\,, \quad \omega = \frac{1}{C_0 Z_\infty}\,, \quad L = Z_\infty^2 C_0\,.$$

Si ricava:

[11] $$\dot{Z} = Z_\infty \left[\frac{\frac{1}{Q_0}}{(1 - \nu')^2 + \frac{1}{Q_0^2}\nu'^2} + j\,\frac{1 - \nu' - \frac{1}{Q_0^2}\nu'}{(1 - \nu')^2 + \frac{1}{Q_0^2}\nu'^2}\right].$$

Si può quindi analogamente porre:

[12] $$\varrho' = \frac{\frac{1}{Q_0}}{(1-\nu')^2 + \frac{1}{Q_0^2}\nu'^2}\ .$$

[13] $$\xi' = \frac{1-\nu'-\frac{1}{Q_0^2}\nu'}{(1-\nu')^2 + \frac{1}{Q_0^2}\nu'^2}\ .$$

[14] $$\zeta' = \sqrt{\varrho'^2+\xi'^2} = \sqrt{\frac{1+\frac{1}{Q_0^2}}{(1-\nu')^2 + \frac{1}{Q_0^2}\nu'^2}}\ ,$$

[15] $$\eta' = \frac{1}{\sqrt{\varrho'^2+\xi'^2}} = \sqrt{\frac{(1-\nu')^2 + \frac{1}{Q_0^2}\nu'^2}{1+\frac{1}{Q_0^2}}}$$

e rappresentare le famiglie delle curve di ϱ', ξ', ζ', η' per diversi valori costanti di Q_0.

4. - Le tavole dànno le curve, sia del primo tipo [ascisse: $\frac{\omega}{\omega_0}$; ordinate: ϱ, ξ, ζ (fig. 2, 4, 6)] sia del secondo [ascisse: $\frac{C}{C_0}$; ordinate: ϱ', ξ', ζ' (fig. 3, 5, 6)]. È stata aggiunta ancora una tavola (fig. 7), in cui si considerano le funzioni:

[16] [17] $$\varphi = \operatorname{arctg}\frac{\xi}{\varrho} \quad ; \quad \varphi' = \operatorname{arctg}\frac{\xi'}{\varrho'}\ .$$

Ascisse e ordinate di tutte le tavole rappresentano grandezze senza dimensioni.

L'andamento delle curve di risonanza ha la configurazione loro caratteristica, con massimi o minimi assai spiccati, per valori di Q_0 abbastanza elevati; ma presenta anche alcune particolarità che non sempre vengono notate.

Considereremo tali particolarità passando in rassegna le varie grandezze ϱ, ϱ', ξ, ξ', ζ, ζ', η, η', φ, φ'.

In generale è, ad ogni modo, opportuno osservare che la risonanza effettiva non coincide con la risonanza ideale $\left(\text{definita da } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}},\right.$ ovvero da $\left. C_0 = \frac{1}{\omega^2 L}\right)$.

Anzi, la condizione di risonanza effettiva sfugge ad una esatta definizione, dato che le varie condizioni, che corrispondono alla risonanza ideale, nel caso di circuiti reali (cioè con perdite) si scindono in una serie di condizioni distinte, corrispondenti a punti diversi delle curve.

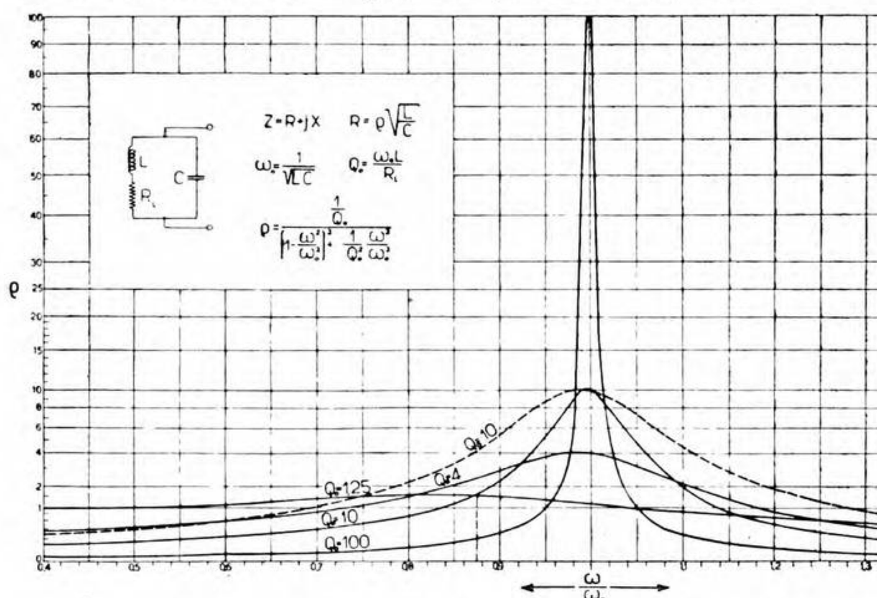


Fig. 2. — Andamento della parte reale dell'impedenza in funzione di variazioni di frequenza (linee piene) e di capacità (linea tratteggiata) intorno alla condizione di risonanza ideale.
Esempio numerico: dato un circuito con $L = 1$ H, $C = 0{,}04$ μF, $R_L = 500\,\Omega$ e quindi con $\omega_0 = 5000$ rad/s, $f_0 = 800$ Hz, $Q_0 = 10$, $\sqrt{\frac{L}{C}} = 5000\,\Omega$, per una frequenza generica, ad esempio $f = 700$ Hz, si trova, in corrispondenza di $\frac{\omega}{\omega_0} = 0{,}875$, $\rho = 1{,}5$ e $R = 5000 \times 1{,}5 = 7500\,\Omega$.

Infatti, nei circuiti risonanti ideali, la condizione di risonanza è definita contemporaneamente: 1) dal massimo (ovvero dal minimo) del modulo dell'impedenza, e corrispondentemente: 2) dal minimo (ovvero dal massimo) del modulo dell'ammettenza; 3) dall'annullarsi della componente reattiva dell'impedenza, e conseguentemente: 4) dall'annullarsi dell'angolo di fase dell'impedenza stessa.

Nel caso dei circuiti reali, e in particolare di quello qui considerato, le condizioni suddette possono risultare distinte fra loro; è allora possibile legare il significato di risonanza effettiva ad una di esse (2). Meglio sarà in ogni caso considerare indipendentemente le varie condizioni, senza dare alla denominazione « risonanza effettiva » alcun significato particolare.

5. - *Andamento della parte reale dell'impedenza in funzione di variazioni di frequenza intorno alla condizione di risonanza ideale* (andamento di ϱ in funzione di ν, per diversi valori di Q_0: fig. 2).

Il massimo di ϱ, al variare di ν e per un dato Q_0, poichè il denominatore della [5] non può annullarsi che per valori immaginari di ν, si ha per:

$$\nu^{\mathrm{I}} = \frac{\omega}{\omega_0} = \sqrt{1 - \frac{1}{2\,Q_0^2}}\,. \qquad [18]$$

Corrispondentemente ϱ assume il valore:

$$\varrho^{\mathrm{I}} = Q_0 \frac{1}{1 - \dfrac{1}{4\,Q_0^2}}\,. \qquad [19]$$

Per i valori di Q_0 considerati ($Q_0 = 100$; $Q_0 = 10$; $Q_0 = 4$; $Q_0 = 1{,}25$) si ha rispettivamente:

$$\nu^{\mathrm{I}}_{100} = 0{,}9998;\ \nu^{\mathrm{I}}_{10} = 0{,}9975;\ \nu^{\mathrm{I}}_{4} = 0{,}9845;\ \nu^{\mathrm{I}}_{1,25} = 0{,}8240;$$
$$\varrho^{\mathrm{I}}_{100} = 100{,}01;\ \varrho^{\mathrm{I}}_{10} = 10{,}025;\ \varrho^{\mathrm{I}}_{4} = 4{,}0630;\ \varrho^{\mathrm{I}}_{1,25} = 1{,}4868.$$

Per $\nu = 1$, $\varrho = Q_0$ qualunque sia il valore di Q_0. Per $Q_0 > 5$ si può assumere $\nu^{\mathrm{I}} = 1$ e $\varrho^{\mathrm{I}} = Q_0$, commettendo errori inferiori all'1 %.

Le curve ϱ, che non sono simmetriche rispetto all'asse verticale passante per $\dfrac{\omega}{\omega_0} = 1$, rappresentano naturalmente anche, secondo opportuni fattori di proporzionalità, l'andamento della componente in fase della tensione ai capi del bipolo, quando lo si alimenti a corrente costante.

6. - *Andamento della parte reale dell'impedenza in funzione di variazioni di capacità intorno alle condizioni di risonanza ideale* (andamento di ϱ' in funzione di ν', per diversi valori di Q_0: fig. 3).

Il massimo di ϱ', al variare di ν' e per un dato Q_0, si ha (poichè il denominatore della [12] è sempre diverso da zero) per:

---

(2) È stato qualche volta proposto di chiamare « condizione di antirisonanza » quella di « massima impedenza » (modulo); « condizione di risonanza parallelo » quella dell'« annullarsi della componente reattiva dell'impedenza ».

[20] $$\nu'^{\text{I}} = \frac{C}{C_0} = \frac{1}{1 + \dfrac{1}{Q_0^2}}$$

e corrispondentemente:

[21] $$\varrho'^{\text{I}} = Q_0 + \frac{1}{Q_0}\,.$$

Per i valori di Q_0 considerati ($Q_0 = 100$; $Q_0 = 10$; $Q_0 = 4$; $Q_0 = 1$) si ha rispettivamente:

$\nu'^{\text{I}}_{100} = 0{,}9999$; $\nu'^{\text{I}}_{10} = 0{,}9901$; $\nu'^{\text{I}}_{4} = 0{,}9415$; $\nu'^{\text{I}}_{1} = 0{,}5000$;
$\varrho'^{\text{I}}_{100} = 100{,}01$; $\varrho'^{\text{I}}_{10} = 10{,}10$; $\varrho'^{\text{I}}_{4} = 4{,}25$; $\varrho'^{\text{I}}_{1} = 2{,}00$.

Per $\nu' = 1$, $\varrho' = Q_0$ qualunque sia il valore di Q_0.

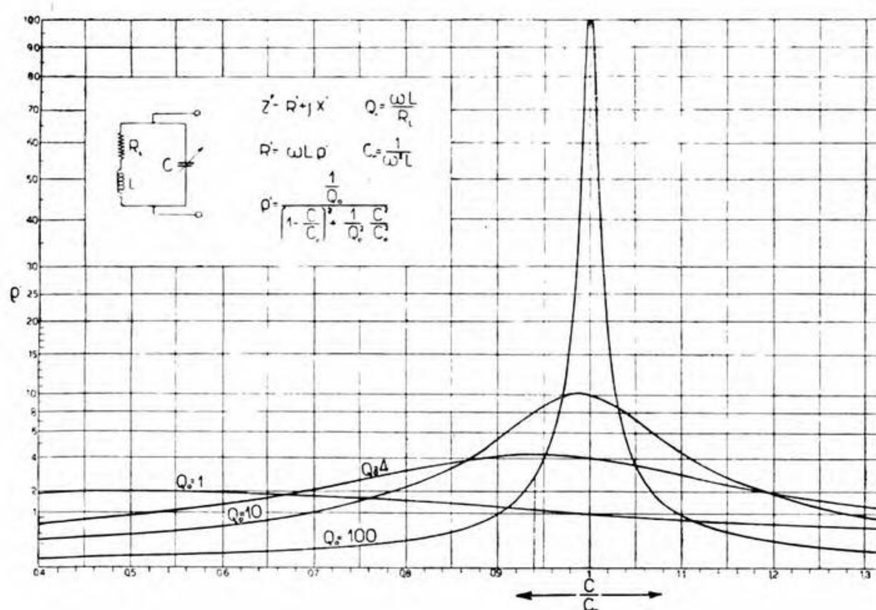


Fig. 3. — Andamento della parte reale dell'impedenza in funzione di variazioni di capacità intorno alle condizioni di risonanza ideale.
Esempio numerico: dato un circuito con $L = 0{,}4$ mH, $R_L = 25\ \Omega$, $f = 10^6$ Hz e quindi con $\omega = 6{,}28 \cdot 10^6$ rad/s, $C_0 = 64\ \mu\mu$F, $Q_0 = 100$, $\sqrt{\dfrac{L}{C}} = \omega L = 2500\ \Omega$, per una capacità generica, ad esempio $C = 60\ \mu\mu$F, si trova, in corrispondenza di $\dfrac{C}{C_0} = 0{,}94$, $\varrho' = 2{,}7$ e $R' = 2500 \times 2{,}7 = 6750\ \Omega$.

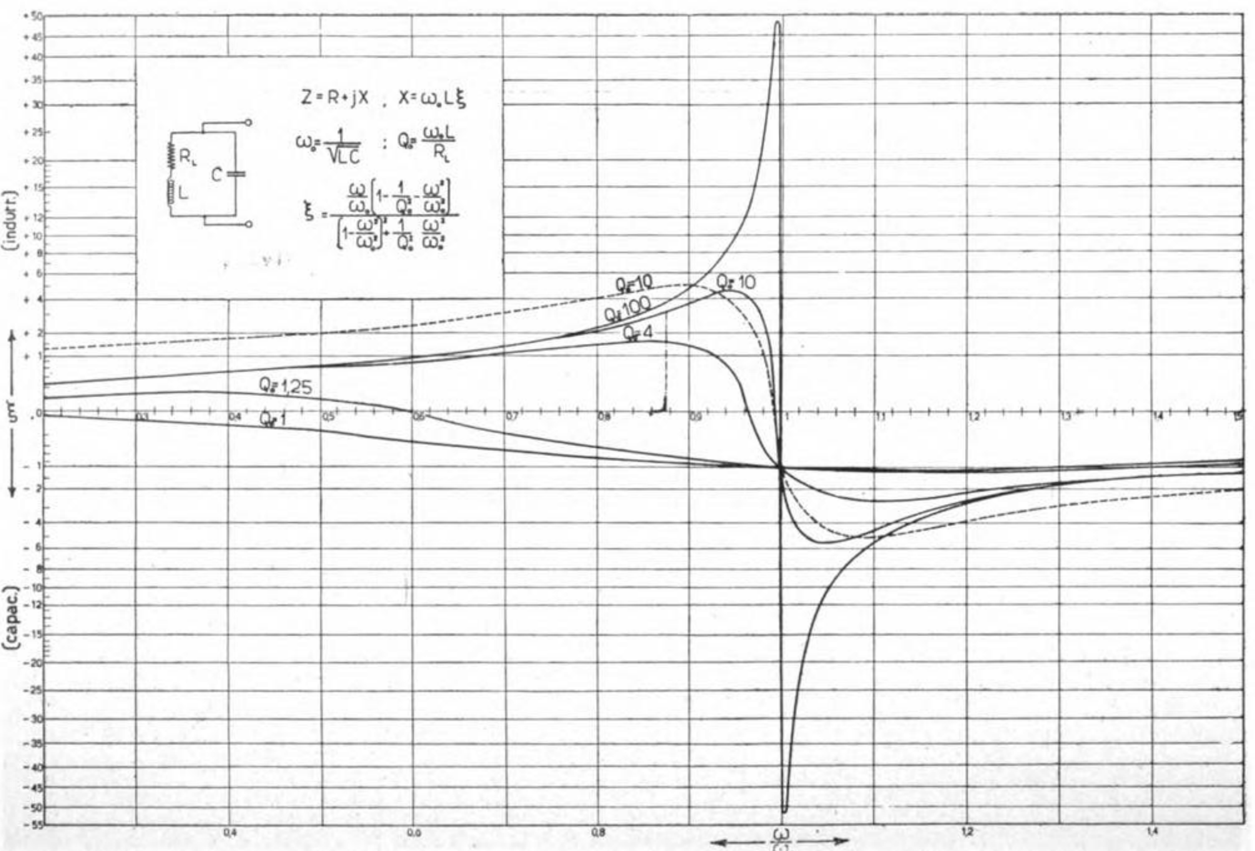


Fig. 4. — Andamento della parte immaginaria dell'impedenza in funzione di variazioni di frequenza (linee piene) e di capacità (linea tratteggiata) intorno alla condizione di risonanza ideale.

Esempio numerico: dato un circuito con $L = 1$ H, $C = 0{,}04$ μF, $R_L = 500\ \Omega$ e quindi con $\omega_0 = 5000$ rad/s, $f_0 = 800$ Hz, $Q_0 = 10$, $\sqrt{\frac{L}{C}} = 5000\ \Omega$, per una frequenza generica, ad esempio $f = 700$ Hz, si trova in corrispondenza di $\frac{\omega}{\omega_0} = 0{,}875$, $\xi = +3$ e $X = 5000 \times 3 = 15\,000\ \Omega$ (induttivi).

Sulle curve ϱ' si possono fare considerazioni analoghe a quelle fatte sulle curve ϱ; nel loro andamento, tuttavia, i due tipi di curve presentano notevoli differenze.

Lo scarto, dalla condizione di risonanza ideale, del valore di ν' per cui avviene il massimo di ϱ', al diminuire di Q_0, è maggiore per le curve ϱ', di quel che non fosse per le curve ϱ, in funzione di ν; e così pure i valori massimi di ϱ' superano i massimi corrispondenti di ϱ. Per dare la possibilità di un confronto grafico dei due tipi di curve, è stata riportata, nella tavola di fig. 2, anche una curva ϱ' (a linea tratteggiata) per $Q_0 = 10$. Affinchè si possa assumere $\nu'^{I} = 1$ e $\varrho'^{I} = Q_0$, con errori inferiori all'1 %, occorre spingersi fino a valori di Q_0 maggiori di 10.

Le curve ϱ', a differenza delle curve ϱ, tendono, al crescere di Q_0, a divenire simmetriche rispetto all'asse verticale passante per $\nu' = 1$.

7. - *Andamento della parte immaginaria dell'impedenza in funzione di variazioni di frequenza intorno alla condizione di risonanza ideale* (andamento di ξ in funzione di ν, per diversi valori di Q_0: fig. 4).

La parte reattiva dell'impedenza, al variare di ν, presenta non solo un massimo (nella regione positiva), ma anche un minimo (massimo negativo). Altro punto interessante è quello in cui la curva incontra l'asse delle ascisse, si annulla cioè la parte reattiva dell'impedenza.

Il massimo ed il minimo si hanno per i valori di ν che costituiscono le due soluzioni reali e positive (ν^{II} e ν^{III}) dell'equazione:

$$[22]\quad \nu^6 - \nu^4\left(1 - \frac{2}{Q_0^2}\right) - \nu^2\left(1 + \frac{3}{Q_0^2} - \frac{1}{Q_0^4}\right) + \left(1 - \frac{1}{Q_0^2}\right) = 0 .$$

Per i valori di Q_0 considerati ($Q_0 = 100$; $Q_0 = 10$; $Q_0 = 4$; $Q_0 = 1,25$; $Q_0 = 1$) si ha, per ν^{II} e ν^{III} e per i corrispondenti valori assunti da ξ (ξ^{II} e ξ^{III}) rispettivamente:

$$\nu^{II}_{100} = 0,9950\ ;\quad \nu^{II}_{10} = 0,9462\ ;\quad \nu^{II}_{4} = 0,8502\ ;$$
$$\nu^{II}_{1,25} = 0,3522\ ;\quad \nu^{II}_{1} = 0\ ;$$
$$\xi^{II}_{100} = 49,52\ ;\quad \xi^{II}_{10} = 4,5115\ ;\quad \xi^{II}_{4} = 1,4955\ ,$$
$$\xi^{II}_{1,25} = 0,0974\ ;\quad \xi^{II}_{1} = 0\ ;$$
$$\nu^{III}_{100} = 1,0050\ ;\quad \nu^{III}_{10} = 1,0465\ ;\quad \nu^{III}_{4} = 1,1032\ ;$$
$$\nu^{III}_{1,25} = 1,2306\ ;\quad \nu^{III}_{1} = 1,1725\ ;$$
$$\xi^{III}_{100} = -50,75\ ;\quad \xi^{III}_{10} = -5,5115\ ;\quad \xi^{III}_{4} = -2,5045\ ;$$
$$\xi^{III}_{1,25} = -1,1507\ ;\quad \xi^{III}_{1} = -1,0583\ .$$

Solo per valori di Q_0 molto elevati ($Q_0 > 120$) i due massimi (uno positivo, l'altro negativo) si possono considerare aventi lo stesso valore assoluto e si può assumere $\xi^{II} = -\xi^{III} = \frac{Q_0}{2}$, commettendo errori inferiori all'1 %; tali massimi si hanno allora per valori di ν che differiscono assai meno dell'1 % dall'unità.

Per valori di Q_0 assai più modesti ($Q_0 > 5$) e sempre introducendo errori inferiori all'1 %, valgono le seguenti formule approssimate:

[23] [24] $$\nu^{II}_a = 1 - \frac{1}{2 Q_0}\ ; \quad \nu^{III}_a = 1 + \frac{1}{2 Q_0}\ ;$$

[25] [26] $$\xi^{II}_a = \frac{1}{2}(Q_0 - 1)\ ; \quad \xi^{III}_a = -\frac{1}{2}(Q_0 + 1)\ .$$

Il valore di ν, per il quale ξ si annulla, si ottiene in generale eguagliando a zero il numeratore della [6]; escludendo la soluzione $\nu = 0$, si ricava:

[27] $$\nu^{IV} = \sqrt{1 - \frac{1}{Q_0^2}}\ ,$$

espressione non coincidente con alcune delle precedenti (ν^I, ν^{II}, ν^{III}: formule [18], [23], [24]) trovate per ν.

Per i valori di Q_0 considerati ($Q_0 = 100$; $Q_0 = 10$; $Q_0 = 4$; $Q_0 = 1{,}25$; $Q_0 = 1$) si ha rispettivamente:

$\nu^{IV}_{100} = 0{,}9999$; $\nu^{IV}_{10} = 0{,}9950$; $\nu^{IV}_4 = 0{,}9675$; $\nu^{IV}_{1,25} = 0{,}5992$; $\nu^{IV}_1 = 0$.

Si osservi che, per $Q_0 \leqq 1$, ν^{IV} cessa di assumere valori aventi un significato pratico. In tali casi la curva ξ (come avviene per quella avente $Q_0 = 1$) non incontra mai l'asse delle ascisse; rimane sempre nella regione negativa, cioè per tutte le fequenze l'impedenza ha sempre carattere capacitivo.

Per $Q_0 > 7$ si può assumere $\nu^{IV} = 1$, commettendo errori inferiori all' 1 %.

Si deve infine osservare che per $\nu = 1$ è sempre $\xi = -1$, qualunque sia Q_0, come si può verificare per sostituzione nella [6]; cioè tutte le curve della famiglia $\xi(\nu)_{Q_0 = \text{cost}}$ passano per il punto di coordinate $\nu = 1$, $\xi = -1$.

Le curve ξ rappresentano naturalmente anche, secondo opportuni fattori di proporzionalità, l'andamento della componente reattiva della tensione ai capi del bipolo, quando lo si alimenti a corrente costante.

8. - *Andamento della parte immaginaria dell'impedenza in funzione di variazioni di capacità intorno alla condizione di risonanza ideale* (andamento di ξ' in funzione di ν', per diversi valori di Q_0: fig. 5).

Il massimo e il minimo di ξ' si hanno per i valori di ν' che costituiscono le soluzioni dell'equazione:

[28] $$\nu'^2\left(1 + 2\frac{1}{Q_0^2} + \frac{1}{Q_0^4}\right) - 2\nu'\left(1 + \frac{1}{Q_0^2}\right) - \left(\frac{1}{Q_0^2} - 1\right) = 0$$

e cioè per:

[29] [30] $$\nu'^{II} = \frac{1 - \dfrac{1}{Q_0}}{1 + \dfrac{1}{Q_0^2}}\ ; \quad \nu'^{III} = \frac{1 + \dfrac{1}{Q_0}}{1 + \dfrac{1}{Q_0^2}}\ .$$

Per i valori di Q_0 considerati ($Q_0 = 100$; $Q_0 = 10$; $Q_0 = 4$; $Q_0 = 1,25$; $Q_0 = 1$) si ha, per ν'^{II} e ν'^{III} e per i corrispondenti valori ξ'^{II} e ξ'^{III}, rispettivamente:

$$\nu'^{II}_{100} = 0,9890\ ;\quad \nu'^{II}_{10} = 0,8911\ ;\quad \nu'^{II}_{4} = 0,7057\ ;$$
$$\nu'^{II}_{1,25} = 0,1219\ ;\quad \nu'^{II}_{1} = 0;$$
$$\xi'^{II}_{100} = +\ 50,27\ ;\quad \xi'^{II}_{10} = +\ 5,0510\ ;\quad \xi'^{II}_{4} = +\ 2,1257\ ;$$
$$\xi'^{II}_{1,25} = +\ 1,0251\ ;\quad \xi'^{II}_{1} = +\ 1,0000\ ;$$
$$\nu'^{III}_{100} = 1,0088\ ;\quad \nu'^{III}_{10} = 1,0891\ ;\quad \nu'^{III}_{4} = 1,1764\ ;$$
$$\nu'^{III}_{1,25} = 1,0975\ ;\quad \nu'^{III}_{1} = 1,0000\ ;$$
$$\xi'^{III}_{100} = -\ 50,10\ ;\quad \xi'^{III}_{10} = -\ 5,0403\ ;\quad \xi'^{III}_{4} = -\ 2,3322\ ;$$
$$\xi'^{III}_{1,25} = -\ 1,0248\ ;\quad \xi'^{III}_{1} = -\ 1,0000.$$

Per valori di Q_0 assai elevati ($Q_0 > 100$) i due massimi (uno positivo e l'altro negativo) si hanno per valori di ν' che differiscono dall'unità per meno dell'1 %; in tali condizioni i due massimi si possono considerare come aventi lo stesso valore assoluto e si può assumere $\xi'^{II} = -\xi'^{III} = \frac{Q_0}{2}$, commettendo errori assai inferiori all'1 %.

Per valori di Q_0 più modesti ($Q_0 > 10$), e sempre con errori inferiori all'1 %, valgono le seguenti formule approssimate:

[31] [32] $$\nu'^{II}_a = 1 - \frac{1}{Q_0}\quad ;\quad \nu'^{III}_a = 1 + \frac{1}{Q_0}\ ;$$

mentre si ha ancora:

[33] [34] $$\xi'^{II}_a = \frac{Q_0}{2}\quad ;\quad \xi'^{III}_a = -\frac{Q_0}{2}\ .$$

Si noti che i valori di ν'^{III} che corrispondono al massimo negativo vanno crescendo, al diminuire di Q_0, finchè $Q_0 > 2,44$; ma, per $Q_0 < 2,44$ cominciano a diminuire e per $Q_0 = 1$ risulta $\nu'^{III} = 1$, come per valori di Q_0 molto elevati.

Il valore di ν' per il quale ξ' si annulla, si ricava in generale eguagliando a zero il numeratore della [13]; si ricava:

[35] $$\nu'^{IV} = \frac{1}{1 + \frac{1}{Q_0}}\ ,$$

espressione che coincide con la precedente ricavata per ν'^{I} (formula [20]).

Per i valori di Q_0 considerati ($Q_0 = 100$; $Q_0 = 10$; $Q_0 = 4$; $Q_0 = 1,25$; $Q_0 = 1$) si ha dunque ancora:

$$\nu'^{IV}_{100} = 0,9999\ ;\quad \nu'^{IV}_{10} = 0,9901\ ;\quad \nu'^{IV}_{4} = 0,9415\ ;$$
$$\nu'^{IV}_{1,25} = 0,6666\ ;\quad \nu'^{IV}_{1} = 0,5000\ .$$

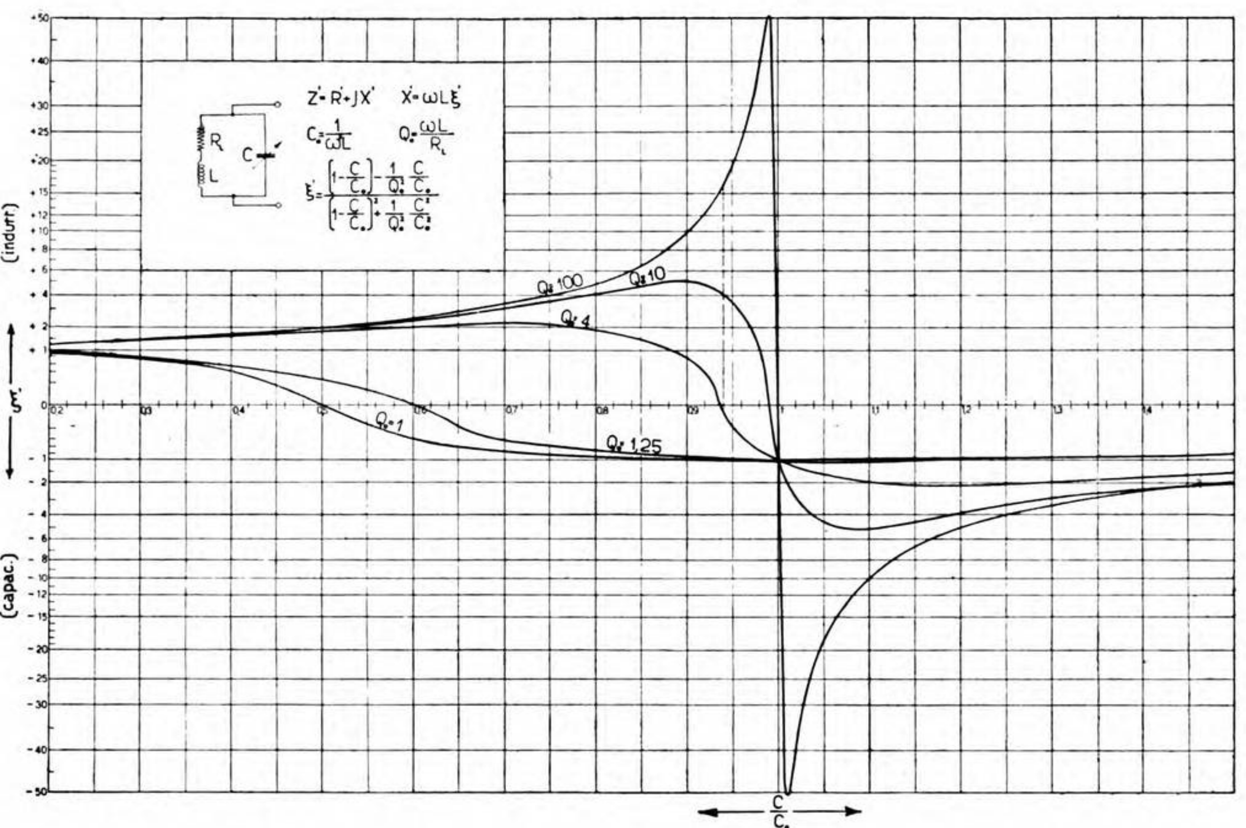


Fig. 5. — Andamento della parte immaginaria dell'impedenza in funzione di variazioni di capacità intorno alla condizione di risonanza ideale. Esempio numerico: dato un circuito con $L = 0{,}4$ mH, $R_L = 25\ \Omega$, $f = 10^6$ Hz e quindi con $\omega = 6{,}28 \cdot 10^6$ rad/s, $C_0 = 64\ \mu\mu F$, $Q_0 = 100$, $\sqrt{\frac{L}{C}} = \omega L = 2500\ \Omega$, per una capacità generica, ad esempio 60 μμF, si trova, in corrispondenza di $\frac{C}{C_0} = 0{,}94$, $\xi' = +16$ e $R' = 2500 \times 16 = 40\,000\ \Omega$ (induttivi).

Si osservi che, per $Q_0 > 0$, ν'^{IV} non cessa mai di assumere valori aventi un significato pratico; e cioè, al contrario delle curve ξ, le curve ξ' incontrano tutte l'asse delle ascisse per valori positivi di ν'.

Non è questa la sola differenza fra l'andamento delle curve ξ' e quello delle curve ξ, nell'aspetto generale assai simili fra di loro: lo scarto, dalla condizione di risonanza ideale, dei valori di ν' per cui avvengono il massimo e il minimo di ξ', al diminuire di Q_0, è maggiore di quello dei valori di ν per cui si hanno il massimo ed il minimo di ξ; e così pure i massimi positivi di ξ' superano i corrispondenti massimi di ξ.

Per $\nu' = 1$, le curve ξ', a simiglianza delle curve ξ, passano tutte per il punto di coordinate: $\nu' = 1$; $\xi' = -1$, qualunque sia il valore di Q_0, come si può verificare per sostituzione nella [13].

9. - *Andamento del modulo d'impedenza in funzione di variazioni di frequenza intorno alla condizione di risonanza* (andamento di ζ in funzione di ν per diversi valori di Q_0: fig. 6).

Le curve ζ hanno un solo massimo, corrispondente alla radice reale e positiva dell'equazione:

[36] $$\nu^4 + 2\frac{1}{Q_0^2}\nu^2 + \left(\frac{1}{Q_0^4} - 2\frac{1}{Q_0^2} - 1\right) = 0\,,$$

la quale è stata ottenuta uguagliando a zero la derivata della [7]; cioè per:

[37] $$\nu^V = \sqrt{\sqrt{1 + \frac{2}{Q_0}} - \frac{1}{Q_0^2}}\,,$$

espressione che differisce ancora una volta dalle precedenti trovate.

Corrispondentemente ζ assume il valore:

[38] $$\zeta^V = \sqrt{\frac{1}{2\sqrt{1 + \frac{2}{Q_0^2}} - \left(2 + \frac{1}{Q_0^2}\right)}}\,.$$

Per i valori di Q_0 considerati ($Q_0 = 100$; $Q_0 = 10$; $Q_0 = 4$; $Q_0 = 1{,}25$; $Q_0 = 1$) si ha rispettivamente:

$$\nu^V_{100} = 1{,}0000\,; \quad \nu^V_{10} = 0{,}9999\,; \quad \nu^V_4 = 0{,}9965\,;$$
$$\nu^V_{1.25} = 0{,}9332\,; \quad \nu^V_1 = 0{,}8558\,;$$
$$\zeta^V_{100} = 100{,}00\,; \quad \zeta^V_{10} = 10{,}048\,; \quad \zeta^V_4 = 4{,}0788\,;$$
$$\zeta^V_{1.25} = 1{,}6086\,; \quad \zeta^V_1 = 1{,}4680\,.$$

Per $Q_0 > 7$ si può assumere $\nu^V = 1$ e $\zeta^V = Q_0$, commettendo errori inferiori all'1 %.

Le curve ζ, che non sono simmetriche rispetto all'asse verticale passante per $\frac{\omega}{\omega_0} = 1$, rappresentano naturalmente anche, in scala op-

portuna, l'andamento della tensione ai capi del bipolo, quando lo si alimenti a corrente costante.

10. - *Andamento del modulo dell'impedenza in funzione di variazioni di capacità intorno alla condizione di risonanza ideale* (andamento di ζ' in funzione di ν', per diversi valori di Q_0: fig. 6).

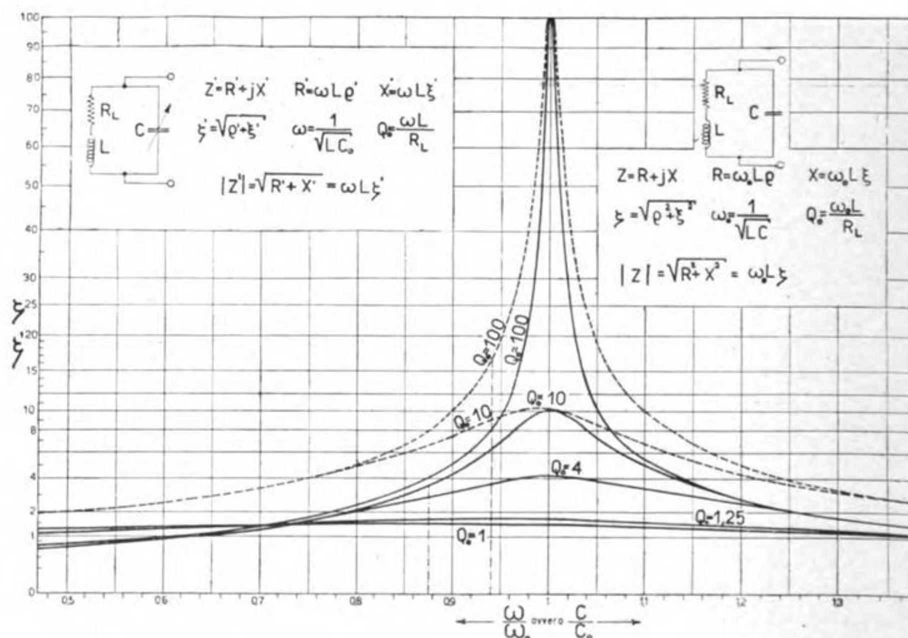


Fig. 6. — Andamento del modulo dell'impedenza in funzione di variazioni di frequenza (linee piene) o di capacità (linee tratteggiate) intorno alla condizione di risonanza ideale.

Esempio numerico I: dato un circuito con $L = 1$ H, $C = 0{,}04$ μF, $R_L = 500\ \Omega$ e quindi con $\omega_0 = 5000$ rad/s, $f_0 = 800$ Hz, $Q_0 = 10$, $\sqrt{\frac{L}{C}} = 5000\ \Omega$, per una frequenza generica, ad esempio $f = 700$ Hz, si trova, in corrispondenza di $\frac{\omega}{\omega_0} = 0{,}875$, $\zeta = 3{,}4$ e $|Z| = 3{,}4 \times 5000 = 17\,000\ \Omega$.

Esempio numerico II: dato un circuito con $L = 0{,}4$ mH, $R_L = 25\ \Omega$, $f = 10^6$ Hz e quindi con $\omega = 6{,}28 \cdot 10^6$ rad/s, $C_0 = 64$ μμF, $Q_0 = 100$, $\sqrt{\frac{L}{C}} = \omega L = 2500\ \Omega$, per una capacità generica, ad esempio $C = 60$ μμF, si trova, in corrispondenza di $\frac{C}{C_0} = 0{,}94$, $\zeta = 16{,}3$ e $|Z| = 2500 \times 16{,}3 = 40\,700\ \Omega$.

Il massimo di ζ', al variare di ν', e per un dato Q_0 si ha per:

[39] $$\nu'^{V} = \frac{1}{1 + \frac{1}{Q_0^2}} ,$$

che è ancora una volta, l'espressione trovata per ν'^{I} e per ν'^{IV}. Corrispondentemente si ha:

[40] $$\zeta'^{V} = Q_0 \left(1 + \frac{1}{Q_0^2}\right) .$$

Per i valori di Q_0 considerati ($Q_0 = 100$; $Q_0 = 10$; $Q_0 = 4$; $Q_0 = 1{,}25$; $Q_0 = 1$) si ha rispettivamente:

$$\nu'^{V}_{100} = 0{,}9999 \; ; \quad \nu'^{V}_{10} = 0{,}9901 \; ; \quad \nu'^{V}_{4} = 0{,}9415 \; ;$$
$$\nu'^{V}_{1.25} = 0{,}6099 \; ; \quad \nu'^{V}_{1} = 0{,}5000 \; ;$$

$$\zeta'^{V}_{100} = 100{,}01 \; ; \quad \zeta'^{V}_{10} = 10{,}100 \; ; \quad \zeta'^{V}_{4} = 4{,}2500 \; ;$$
$$\zeta'^{V}_{1.25} = 2{,}0550 \; ; \quad \zeta'^{V}_{1} = 2{,}0000 .$$

Per $Q_0 > 10$ si può assumere $\nu'^{V} = 1$ e $\zeta'^{V} = Q_0$, commettendo errori inferiori all'1 %.

L'andamento delle curve ζ' assomiglia nel suo aspetto generico a quello delle curve ζ; ne differisce tuttavia, quando si considerino le cose con maggior finezza, per un maggior discostarsi della condizione di impedenza massima dalla condizione di risonanza ideale e per un maggiore valore effettivo raggiunto dall'impedenza stessa.

Le curve ζ', a differenza delle curve ζ, tendono, al crescere di Q_0, a diventare simmetriche rispetto all'asse verticale che passa per $\nu' = 1$.

11. - *Andamento del modulo dell'ammettenza in funzione di variazioni sia di frequenza sia di capacità intorno alla condizione di risonanza ideale* (andamento di η e di η' in funzione di ν o di ν', per diversi valori di Q_0).

Poichè l'ammettenza altro non è che l'inverso dell'impedenza, è ovvio che tutte le considerazioni dei paragrafi 9 e 10 valgono qui con la sola sostituzione della parola « minimo » alla parola « massimo ».

Lo studio dell'andamento dell'ammettenza (anzichè dell'impedenza) può avere talvolta maggiore praticità, dato che, dovendosi spesso considerare circuiti alimentati a tensione costante, (anzichè a corrente costante), è più comodo avere l'andamento dell'ammettenza, che, in tali casi, rappresenta anche l'andamento della corrente.

12. - *Andamento dell'angolo di fase dell'impedenza in funzione di variazioni di frequenza intorno alla condizione di risonanza ideale* (andamento di φ in funzione di ν per diversi valori di Q_0: fig. 7).

L'angolo di fase φ è definito dalla relazione:

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{\xi}{\varrho}$$

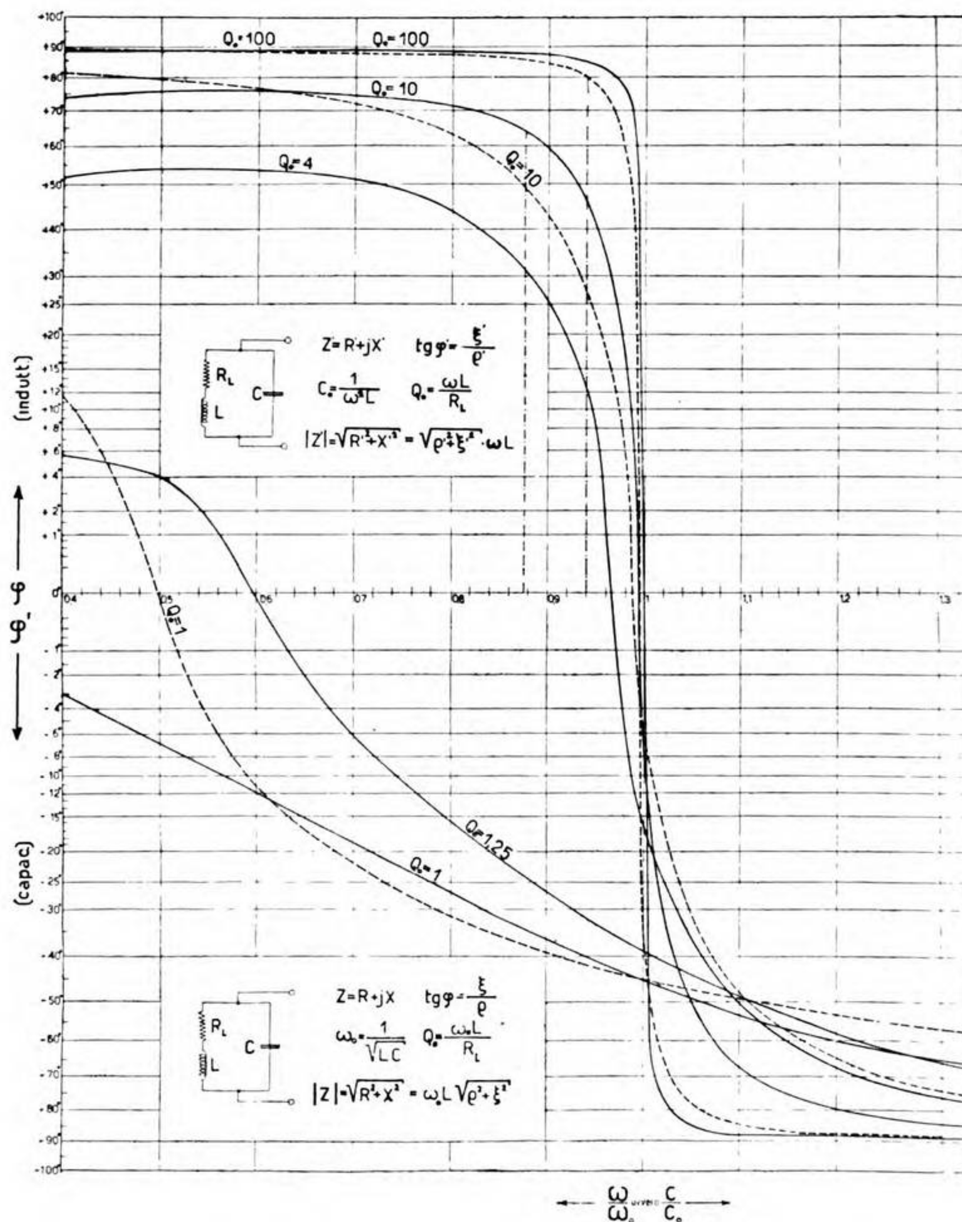


Fig. 7. — Andamento dell'angolo di fase dell'impedenza in funzione di variazioni di frequenza (linee piene) o di capacità (linee tratteggiate) intorno alla condizione di risonanza ideale.

Esempio numerico I: dato un circuito con $L = 1$ H, $C = 0{,}04$ μF, $R_L = 500\ \Omega$ e quindi con $\omega_0 = 5000$ rad/s, $f_0 = 800$ Hz, $Q_0 = 10$, per una frequenza generica, ad esempio $f = 700$ Hz, si trova, in corrispondenza di $\dfrac{\omega}{\omega_0} = 0{,}875$, $\varphi = +64°$ (induttivi).

Esempio numerico II: dato un circuito con $L = 0{,}4$ mH, $R_L = 25\ \Omega$, $f = 10^6$ Hz e quindi con $\omega = 6{,}28 \cdot 10^6$ rad/s, $C_0 = 64$ μμF, $Q_0 = 100$, per una capacità generica, ad esempio $C = 60$ μμF, si trova, in corrispondenza di $\dfrac{C}{C_0} = 0{,}94$, $\varphi' = +80°$ (induttivi).

e quindi è direttamente legato all'andamento delle variabili ξ e ϱ, il quale è stato ampiamente discusso nei paragrafi 5 e 7.

Il rapporto $\dfrac{\xi}{\varrho}$, in funzione di ν e Q_0 vale:

[41] $$\frac{\xi}{\varrho} = Q_0 \nu \left(1 - \frac{1}{Q_0^2} - \nu^2\right) .$$

Eccetto che nell'intorno della condizione di risonanza ideale, φ ha valori che tendono ad essere, specie al crescere di Q_0, assai prossimi ai valori estremi ($+ 90^o$ per $\nu < 1$; $- 90^o$ per $\nu > 1$). Praticamente si può, non appena ci si scosti di $\pm 10\%$ dalla condizione di risonanza ideale, considerare $\varphi = \pm 90^o$ (con errori dell'1 %) se $Q_0 > 100$; ovvero considerare (con errori del 10 %) per $Q_0 > 10$:

[42] $$\varphi = \pm \left[90^o - \frac{1}{Q_0} 150^o\right] .$$

È ovvio che i punti in cui si ha $\varphi = 0$ sono quelli stessi nei quali le curve ξ incontrano l'asse delle ascisse (paragrafo 7).

13. - *Andamento dell'angolo di fase dell'impedenza in funzione di variazioni di capacità intorno alla condizione di risonanza ideale* (andamento di φ' in funzione di ν', per diversi valori di Q_0: fig. 7).

Considerazioni perfettamente analoghe a quelle svolte per φ, si possono svolgere per φ', definito dalla relazione:

[43] $$\varphi' = \text{arctg} \frac{\xi'}{\varrho'} = \text{arctg} \left[Q_0 \left(1 - \nu' - \frac{1}{Q_0^2} \nu'\right)\right] .$$

Le curve φ' raggiungono valori estremi (tendenti a $\pm 90^o$, al crescere di Q_0) per scarti, dalla condizione di risonanza ideale, assai maggiori di quel che avviene per le curve di φ.

14. - *Conclusioni.* - Sono stati studiati i fenomeni di risonanza in un circuito costituito da una induttanza (con perdite) in parallelo con un condensatore, nell'ipotesi di risonanza ottenuta sia per variazioni della frequenza di alimentazione, sia per variazioni della capacità del circuito in esame.

Sono state raccolte, in diverse tavole, curve universali, che, per vari valori del fattore di bontà Q_0 della bobina di induttanza, dànno l'andamento, in funzione del rapporto della frequenza variabile alla frequenza di risonanza ideale (ovvero del rapporto della capacità variabile alla capacità di risonanza ideale), di grandezze proporzionali (a meno di un fattore pari all'impedenza caratteristica del circuito) alla componente reale, alla componente immaginaria, al modulo e all'angolo di fase dell'impedenza del circuito.

Sono stati determinati i valori minimi di Q_0 ($Q_0 = 7$ nel caso di risonanze per variazioni di frequenza; $Q_0 = 10$ nel caso di risonanze

per variazioni di capacità) al di sopra dei quali si può, con errori inferiori all'1 %, usare praticamente i dati della risonanza ideale; cioè i massimi della componente ideale e del modulo dell'impedenza e l'annullamento della componente immaginaria e dell'angolo di fase si hanno contemporaneamente per il valore della frequenza o della capacità corrispondente alla risonanza ideale.

Per valori di Q_0 inferiori agli accennati, il massimo della componente reale, quello del modulo dell'impedenza, l'annullarsi della componente immaginaria e dell'angolo di fase, si verificano per frequenze o capacità che si discostano variamente da quelle di risonanza ideale.

Con un'analisi particolareggiata e con la determinazione delle formule esatte, valide per qualunque valore di Q_0, sono stati determinati tali scarti, considerando i punti più interessanti delle curve tracciate.

In generale le curve tracciate per variazioni di capacità hanno mostrato scarti più pronunciati che non le curve tracciate per variazioni di frequenza.

L'analisi condotta ha sottolineato alcune particolarità, che non sempre vengono notate: fra cui, ad esempio, che per valori particolarmente bassi di Q_0, comunque vari la frequenza, il circuito in esame ha un'impedenza costantemente capacitiva; cioè svanisce addirittura il fenomeno della risonanza.

La trattazione può servire anche allo studio di sistemi meccanici, rappresentabili con circuiti elettrici antirisonanti. Con questi sistemi meccanici più spesso accade di dover considerare valori particolarmente bassi di Q_0. In tal caso la trattazione rigorosa e la minuziosa analisi svolte, le quali in massima, per quel che riguarda valori bassi di Q_0, hanno puramente scopi di chiarimento teorico e didattico, possono anche avere applicazioni pratiche.

Torino, giugno 1938-XVI.

Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris.

INFORMAZIONI E NOTIZIE

Progressi delle radiocomunicazioni nel 1937. — Nel numero di marzo 1938 dei Proc. I. R. E., viene presentata la relazione annuale sugli sviluppi della radio durante lo scorso anno 1937.

Il progresso più interessante è indubbiamente dovuto all'attuazione dei *tubi elettronici per onde ultracorte*; mediante adatta costruzione e dimensionamento degli elettrodi si sono potuti ridurre, sia il tempo di transito, sia le capacità parassite, così da ottenere tubi i quali forniscono potenze di alcuni watt per frequenze sino a 600 MHz (già sono stati annunciati tubi che si spingono a 1500 MHz). Si è pure riusciti ad attuare tubi di potenza, con raffreddamento ad acqua, i quali possono fornire qualche centinaio di watt a più di 200 MHz.

Notevoli progressi si sono avuti nella *televisione* mediante i nuovi iconoscopi di presa a moltiplicazione d'immagine, la cui sensibilità risulta di circa 20 decibel superiore a quella dei tubi precedenti, e mediante l'uso dei tubi riceventi a proiezione. Assai utile è stato l'inizio di prove pratiche di diffusione dei programmi televisivi.

Nel campo dell'*elettroacustica* si deve segnalare: un microfono fortemente direttivo ottenuto disponendo di fronte ad un microfono elettrodinamico una serie di canne accordate su varie frequenze della gamma acustica; per onde in arrivo con direzione diversa da quella su cui il microfono è puntato, si ha un'elevata attenuazione, per effetto della diversa propagazione nelle varie canne, le cui uscite si compongono con le loro ampiezze e fasi. Negli altoparlanti si è potuta raggiungere la potenza di 100 W con una sola unità, mantenendo una fedeltà di uscita assai elevata. Sono pure stati attuati ricevitori telefonici a cristalli di Rochelle, i quali presentano ottima fedeltà e soddisfacente stabilità meccanica.

Il tipo di circuito usato nei *radioricevitori* è da alcuni anni, per così dire, normalizzato; progressi notevoli sono stati tuttavia ottenuti nel

senso di renderne più sicuro e facile l'uso mediante il sistema di accordo automatico a pulsante, per cui l'apparecchio risulta già in precedenza tarato con grande accuratezza su una serie di stazioni, tra le quali si può instantaneamente scegliere quella desiderata. Questo risultato può essere ottenuto, sia comandando il condensatore variabile mediante un motorino con rotazione controllata, sia disponendo nel ricevitore una serie di circuiti accordati fissi sintonizzati sulle varie stazioni, i quali vengono messi in circuito quando si abbassi il pulsante corrispondente. I circuiti di questi ricevitori devono necessariamente essere molto stabili; nella ricezione a supereterodina l'oscillatore può essere stabilizzato, sia mediante comando automatico di frequenza, sia mediante uso di elementi invariabili nei riguardi della temperatura, che è la causa di variazione più importante, od altresì elementi la cui variazione con la temperatura viene compensata disponendo in uno stesso circuito costanti elettriche con coefficiente di temperatura opposto.

È stata pure iniziata la diffusione circolare di « facsimili » (*trasmissione delle immagini*) essendosi attuati apparecchi riceventi assai semplificati e usandosi, per sincronizzare trasmettitore e ricevitori, la frequenza della rete d'alimentazione. Continua pure con buon risultato l'uso di apparecchiature analoghe per comunicazioni a grande distanza, con ricezione fotografica dell'immagine in arrivo.

Le *apparecchiature trasmittenti* anche della potenza di alcuni kilowatt risultano assai semplificate mediante l'uso dei nuovi tipi di tubi di potenza con raffreddamento ad aria. Nel campo delle onde ultracorte assai utile è la possibilità d'uso negli stadi oscillatori piloti, di risuonatori a quarzo, i quali, vibrando su frequenze parziali della loro fondamentale, possono venir fatti funzionare sino a frequenze dell'ordine di 30 MHz con basso valore del coefficiente di temperatura.

Nelle *antenne* per radiodiffusione continua a prevalere il tipo di torre la cui altezza risulti equivalente a 0,55 volte la lunghezza d'onda trasmessa; vengono pure usate, là ove occorra, sistemi d'antenne direttive anche per impianti di diffusione circolare. Particolare interesse presenta un complesso ricevente per collegamenti radio transoceanici, in cui viene usato un sistema di antenne a losanga di caratteristiche tali da possedere direttività non solo nel senso orizzontale, ma anche nel senso verticale; così da distinguere il segnale in arrivo a seconda dell'angolo d'incidenza dell'onda elettromagnetica. Usando 6 antenne e combinando i segnali ricevuti, già rivelati in bassa frequenza, previa compensazione della rispettiva differenza di fase, è stato possibile ottenere un guadagno di 8 decibel rispetto a quello che si poteva ottenere precedentemente mediante l'uso di una sola antenna a losanga.

B. Ce.

***

Mostra nazionale della radio a Berlino. — La mostra di Berlino di quest'anno non è molto ricca di novità; vi sono tuttavia precisazioni

di tendenze tecniche e sviluppi di particolari che hanno notevole importanza.

Nel campo dei ricevitori di piccole dimensioni è da segnalare il « piccolo ricevitore » DKE 1938 (fig. 1), prodotto dalle radioindustrie riunite, come il notissimo « ricevitore popolare » VE 301, e venduto al pubblico al prezzo estremamente basso di 35 R.M. Si tratta di un ricevitore di dimensioni ridottissime con piccolo altoparlante elettromagnetico e con circuito di reazione costituito con un tubo doppio VCL 11, che contiene un triodo rivelatore ed un pentodo di uscita di circa 800 mW di potenza. L'alimentazione è del tipo universale per corrente alternata e per corrente continua con riduttore a resistenze che permette l'attacco del ricevitore a reti a 110 ÷ 220 V.

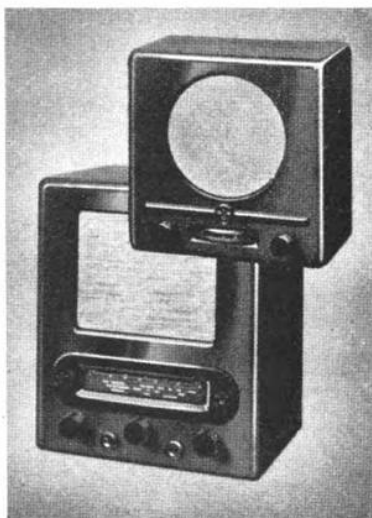


Fig. 1. — Il « piccolo ricevitore » DKE 1938 ed il nuovo « ricevitore popolare » VE 301 Dyn.

Del ricevitore popolare VE 301 è stata fatta una nuova edizione (fig. 1) con altoparlante magnetodinamico invece che elettromagnetico, ed il prezzo del ricevitore è stato fissato a 65 R.M.

La divulgazione di questi ricevitori popolari a prezzo molto basso ha fatto sparire dal mercato i numerosi tipi di ricevitori con un circuito accordabile, lasciando in vita pochi tipi dotati degli ultimi perfezionamenti tecnici: accoppiamento di antenna variabile automaticamente con la frequenza, grande costanza della reazione, predisposizione di filtri per l'eliminazione delle forti stazioni interferenti, forte potenza di uscita e, in un caso, reazione negativa sullo stadio di uscita.

I ricevitori ad amplificazione diretta con due circuiti accordati hanno invece ancora notevole popolarità specialmente dopo la scomparsa delle supereterodine reflex a 3 tubi. In questi ricevitori si sono ottenute forte selettività e grande facilità di sintonizzazione mediante circuiti a reazione molto stabili, cosicchè il comando della reazione viene raramente adoperato e, in alcuni tipi, è semifisso.

In uno di questi ricevitori è persino possibile variare la larghezza di banda ricevuta con un comando abbinato alla reazione.

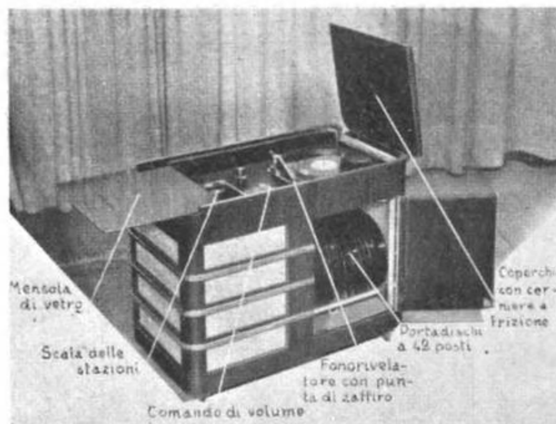


Fig. 2. — Radiofonografo Telefunken 876 WKAS.

I ricevitori a 4 tubi sono tutti con circuito a supereterodina e, data l'elevatissima sensibilità dei tubi di uscita, l'impiego della reazione negativa è generalizzato.

Si è accresciuta la sensibilità nelle gamme ad onda corta e, in molti ricevitori, il numero delle gamme ad onda corta è stato portato a due.

Nei ricevitori a 5 tubi, sempre con circuito a supereterodina, vi è tendenza ad impiegare il quinto tubo in media frequenza piuttosto che in alta frequenza per ottenere una forte selettività; la preselezione all'ingresso è in questo caso affidata a due circuiti accoppiati a filtro di banda.

Quando vi è lo stadio a radiofrequenza è usato generalmente il nuovissimo tubo EF 13 a basso fruscio.

Nei ricevitori di classe superiore ($7 \div 15$ tubi) vi è una netta tendenza per le forti potenze di riproduzione, con impiego di stadi in opposizione costituiti con triodi o pentodi, o col nuovo pentodo EL 12 che dà 8 W di uscita indistorti. È molto comune anche l'uso di due o più altoparlanti: è da ritenere che questa tendenza sia per lo più dovuta alla necessità di suddividere la forte potenza acustica, non potendosi usare alto-

parlanti molto grandi a causa delle dimensioni ridotte dei mobili che sono in grandissima maggioranza del tipo da tavolo.

I grossi ricevitori hanno quasi tutti comando automatico di frequenza, ma solo una parte di essi usa la sintonizzazione automatica, che è quasi sempre del tipo a motore.

La spiccatissima tendenza americana a rendere automatica la sintonizzazione anche nei ricevitori a minor prezzo, non ha avuto alcun riflesso sulla produzione germanica.

Uno sviluppo impreveduto hanno avuto i radiofonografi che quest'anno sono molto numerosi e vengono presentati anche dalle ditte più importanti (fig. 2). Questa ripresa di popolarità è da attribuirsi alla eccellente



Fig. 3. — Ricevitore-Ingelen Geographic 39 con scala ad indicazione geografica.

qualità che è oggi possibile ottenere con i moderni mezzi di incisione, e con i perfezionati fonorivelatori i quali inoltre, logorando pochissimo i dischi, conservano l'originaria qualità di incisione per molte riproduzioni.

L'aspetto generale dei mobili è sensibilmente migliorato data la grande semplicità degli elementi decorativi.

Le scale, praticamente unificate nel tipo in vetro, con illuminazione posteriore o di costa, hanno grandi dimensioni e per lo più indice a spostamento orizzontale.

Vi è una scala con indicazione geografica di grande effetto (fig. 3) e di ottimo funzionamento, ottenuta con fascetti luminosi condotti dalla periferia della scala ai punti corrispondenti alla posizione geografica della stazione, mediante cilindretti di vetro. Una lampadina collegata al comando di sintonia percorre la periferia della scala illuminando successivamente le estremità dei cilindretti che portano la luce nel punto corrispondente della scala. Il dispositivo sembra abbastanza costoso ed

infatti il prezzo del ricevitore è notevolmente superiore a quello dei ricevitori della stessa categoria con scala diversa.

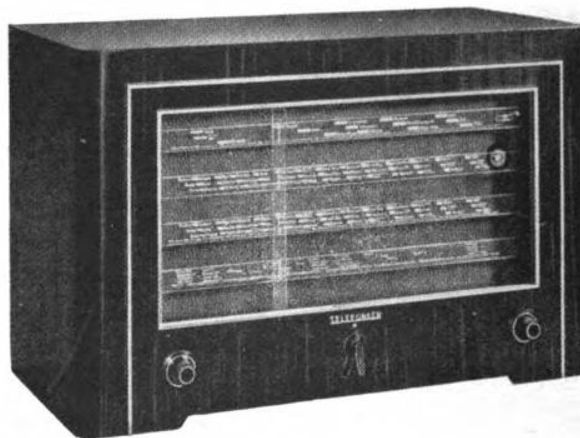


Fig. 4. — Ricevitore Telefunken 898 con scala luminosa posta dinnanzi all'altoparlante.

In un altro ricevitore la sscla è costituita da quattro lunghe strisce di materiale trasparente, le quali occupano l'intera fronte del ricevitore, lasciando fra loro lo spazio per la diffusione delle onde sonore (fig. 4).

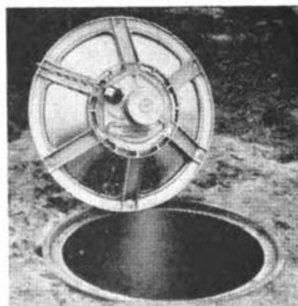


Fig. 5. — Altoparlante Telefunken « interrato ».

Per quanto riguarda i tubi si è notata l'applicazione estensiva della serie a consumo ridotto e l'introduzione di alcuni nuovi tipi:

l'EBF 11 è costituito con un doppio diodo e con un pentodo a coefficiente d'amplificazione variabile; serve bene per i piccoli ricevitori in cui lo stadio finale riceve la bassa frequenza direttamente dal diodo rivelatore;

l'ECH 11 è una combinazione di un triodo oscillatore con un esodo mescolatore, con caratteristiche di regolazione sensibilmente migliori del tipo precedente (ACH 1);

l'EFM 11 è una combinazione di un pentodo a coefficiente d'amplificazione variabile con un indicatore di sintonia ad illuminazione catodica;

l'EL 12 è un pentodo di uscita con l'eccezionale pendenza di 15 mA/V, il quale può dare oltre 8 W indistorti con soli 4,5 V_{eff} di eccitazione di griglia.

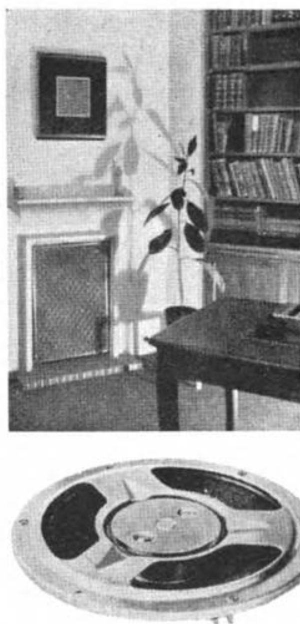


Fig. 6. — Altoparlante Telefunken « piatto ».

Quasi tutti i tubi moderni erano presentati nella edizione metallica, recentemente adottata dalle case costruttrici tedesche.

Questi tubi metallici differiscono dagli analoghi della serie americana per la disposizione orizzontale dell'asse degli elettrodi anzichè verticale; hanno quindi diametro maggiore, ma minore altezza. Al maggior diametro del tubo corrisponde un maggior diametro dello zoccolo e quindi un maggior perimetro per la distribuzione dei piedini corrispondenti agli elettrodi, con conseguente riduzione di capacità. Disponendo opportunamente gli elettrodi sui piedini e con l'aggiunta di semplici schermi è stato possibile ridurre le capacità interelettrodiche ai valori corrispondenti a quelli dei tubi normali, pur avendo il piedino di griglia dallo stesso

lato di quello di placca, anzichè uscente dalla sommità del bulbo come nei tipi americani.

Nel campo della diffusione sonora vi è da segnalare la creazione da parte della Telefunken di uno speciale altoparlante « interrato » particolarmente adatto per diffusioni di tipo fisso all'aperto, in luoghi (campi sportivi, piazze e così via) nei quali non si possano, per qualche ragione, disporre come al solito altoparlanti sospesi (fig. 5). L'altoparlante, accolto in un loculo scavato nel terreno e rivestito da uno strato di cemento, è protetto verso l'esterno da una robusta griglia di ferro, mentre griglie più fitte e adatti schermi impediscono che acqua e detriti giungano nei punti più delicati dell'altoparlante.

Per la diffusione in ambienti chiusi, la stessa ditta ha creato un tipo di altoparlante « piatto » dello spessore di circa 5 cm da applicarsi alle pareti senza creare un aggetto spesso indesiderabile per ragioni di estetica. Tale ridottissima profondità è stata ottenuta con la disposizione del giogo magnetico entro la cavità conica del diffusore; la risonanza dello spazio compreso fra lo schermo acustico e la parete di appoggio è assorbita da speciale materiale fioccoso che riempie l'intercapedine (fig. 6).

Nel campo degli accessori è da segnalare un condensatore prodotto dalla Hescho, del tipo regolabile, in cui, invece di variare la capacità, si varia il coefficiente di temperatura da $+ 50 \cdot 10^{-6}$ a $- 500 \cdot 10^{-6}$, mentre la capacità resta costante. Questa variazione è ottenuta passando gradualmente dal dielettrico « calit » a coefficiente di temperatura positivo al dielettrico « condensa » a coefficiente di temperatura negativo.

Nel campo dei materiali ferromagnetici per radiofrequenza, Goerler ha prodotto un materiale che, date le basse perdite, può essere adoperato convenientemente fino a frequenze dell'ordine della decina di megahertz.

G. M. G.

Vol. VII - N. 10 Ottobre 1938-XVI

ALTA FREQUENZA

SOMMAIRE

Vol. VII - N. 10 Ottobre 1938-XVI

ALTA FREQUENZA

CONTENTS

Vol. VII - N. 10 Ottobre 1938-XVI

ALTA FREQUENZA

INHALT

PUBBLICAZIONI DELL' A. E. I.

L'ELETTROTECNICA - Periodico quindicinale.
Giornale ed atti dell'A. E. I. (si pubblica il 10 e il 25 di ogni mese).

Annate arretrate	cad.	L. 100.—
Abbonamento: per il regno		» 120.—
per l'estero		» 180.—
Un numero separato: per il Regno		» 6.—
per l'Estero		» 8.—

ALTA FREQUENZA - Periodico mensile.
Rivista di Radiotecnica, Telefonia e Acustica applicata.

Annata 1932		L. 30.—
Annate 1933-34-35-36-37	cad.	» 40.—
Abbonamento 1938		» 50.—
	per i Sodi AEI e SIF	» 40.—
Un numero separato		» 6.—

ANNUARIO A. E. I. - N. 1 (Gennaio) - Elenco Soci - Pubblicazioni	Prezzo	L. 10.— gratis ai Soci
N. 2 (Luglio) - Repertorio Elettrotecnico - Variazioni al N. 1	Prezzo	L. 10.— gratis ai Soci

NORME DEL C. E. I.

Linee Aeree (cap. III Norme Impianti)	cad.	L. 3.—
	per i Soci	» 2.—
Norme per gli Impianti elettrici	cad.	» 6.—
	per i Soci	» 4.—
Norme per Macchine elettriche - Impianti di Bordo	cad.	» 9.—
	per i Soci	» 6.—
Norme per Olii isolanti - Interruttori in olio - Macchine elettriche per trazione - Isolatori di porcellana - Tubi elettronici a catodo incandescente e ad alto vuoto - Cavi in carta impregnata - Trasformatori di misura - Impianti elettrici nei teatri e cinematografi - Protezione delle radioaudizioni - Impianti elettromedicali - Cavi e conduttori isolati in gomma - Contatori monofasi ad induzione - Isolatori di vetro - Conduttori in rame nudo - Conduttori in alluminio e allum.nio acc.aio - Linee aeree di contatto - Raddrizzatori a vapori di mercurio - Simboli e notazioni - Segni grafici per gli schemi - Strumenti indicatori - Turbine a vapore d'acqua a condensazione - Isolatori per b. t. - Dielettrici - Accumulatori elettrici al piombo - Lampade ad incandescenza	cad.	» 4,50
	per i Soci	» 3.—

Per la raccolta completa di tutti i fascicoli di « Norme » in vigore, esistenti, sconto 10% sui prezzi esposti.

Cartella custodia		» 7.—
	per i Soci	» 7.—

STATISTICA DEGLI IMPIANTI ELETTRICI IN ITALIA.

Vol. I. - Dati elettrotecnici sulle distribuzioni di energia elettrica nei Comuni, Impero e Colonie d'Italia (IV edizione)		L. 9.—
Vol. II. - Elenco delle **Centrali** di produzione di energia elettrica	Prezzo ridotto	» 100.—
	per i Soci	» 60.—

PUBBLICAZIONI VARIE.

L'OPERA DI A. VOLTA . . . L. 25.—	per i Soci	» 10.—
A. PACINOTTI: Descrizione di una macchinetta elettromagnetica (in 5 lingue)		» 4.—

☞ Per acquisti rivolgersi all' **Ufficio Centrale dell'A. E. I.** Via San Paolo, 10 — MILANO (2/2)

I VERSAMENTI possono essere eseguiti a mezzo posta giro al N. 3/1189 su Milano



ING. R. SAN NICOLÒ, *Direttore responsabile*
8504 - A.P.E. - Arti Poligrafiche Editrici - Torino, Via Menabrea 9 - 8-10-938-XVI.

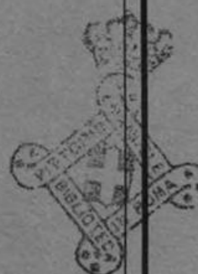
Vol. VII - N. 11 (PUBBLICAZIONE MENSILE) NOVEMBRE 1938 - XVII

ALTA FREQUENZA

RIVISTA DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

SOTTO IL PATROCINIO

DEL CONSIGLIO NAZIONALE DELLE RICERCHE
DELL'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
DELLA SOCIETÀ ITALIANA DI FISICA







ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
MILANO (2/2) - VIA SAN PAOLO, N. 10

SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE

A.F. VII-11 NOV. 1938

VOL. VII NOVEMBRE 1938-XVII N. 11

ALTA FREQUENZA

RIVISTA DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

Edita dall'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
Redazione: Torino (116), Corso Massimo d'Azeglio, 42. *Amministrazione:* Milano (2/2), Via S. Paolo, 10. *Ufficio Pubblicità:* Milano (2/2), Via S. Paolo, 10.

ABBONAMENTO ANNUO . . . L. 50
PER I SOCI A.E.I. O S.I.F. » 40
UN NUMERO SEPARATO . . » 6

ANNATE ARRETRATE (FINCHÈ DISPONIBILI)
I (1932) L. 30; II (1933), III (1934),
IV (1935), V (1936), VI (1937) L. 40 CIASCUNA

SOMMARIO

Vol. VII Novembre 1938-XVII N. 11

ALTA FREQUENZA



Miglioramenti nelle misure di frequenza.

« Soltanto un anello » è la scritta della recente pagina pubblicitaria di una ditta inglese: vi figura una catena di cui sta cedendo una maglia. Basta l'insufficienza di questa a render vana la grande robustezza del resto.

Così accade in molti campi e particolarmente in non pochi casi delle nostre applicazioni: ove un solo punto debole può infirmare un tutto, ed è per contro arte dello studioso e del tecnico il proporzionare ogni complesso in modo armonico, per evitare che siano esaltati più del giusto taluni pregi che non si possono poi utilizzare, o sacrificati, per colpa di altre deficienze, vantaggi eventualmente disponibili.

Nelle complicate apparecchiature oggi richieste per l'esecuzione di misure nel campo delle radiocomunicazioni, si constata in qualche caso che, mentre la maggior parte degli elementi che le costituiscono consentirebbe di ottenere una precisione soddisfacente, alcuni altri permettono soltanto risultati assai meno buoni; e ne risulta così frustrata la maggiore perfezione dei primi.

Ciò avviene talvolta, perchè il complesso non è stato studiato simultaneamente ad uno stesso scopo, e consta di apparecchi vari di uso generale, collegati tra loro magari stabilmente, ma non allestiti come un insieme strettamente organico; tal altra volta può anche accadere per un vero e proprio difetto nell'ideazione o nell'attuazione del complesso o anche soltanto di una maglia di esso.

Inconvenienti di questo genere si riscontrano nelle apparecchiature per misure di frequenza. Per quanto si possano ottenere oscillatori di stabilità così elevata, che la frequenza sia in ogni momento nota con precisione superiore agli attuali bisogni della tecnica, quando si passa all'esecuzione delle misure, al confronto cioè tra la frequenza incognita e quella campione, si introducono errori la cui entità, non soltanto non è più trascurabile, ma addirittura è eccessiva per i bisogni più fini delle ricerche di laboratorio o delle trasmissioni radiotelefoniche.

I laboratori meglio attrezzati cercano pertanto di migliorare i metodi di misura per portarli all'altezza degli oscillatori campioni esistenti. Lo scopo sarà da ritenersi raggiunto, quando per ogni frequenza l'errore introdotto nell'esecuzione della misura potrà rendersi almeno entro certi limiti piccolo a piacere rispetto all'errore derivante dall'incertezza, con cui è nota la frequenza campione.

I metodi con cui si può arrivare a questi effetti sono di vario genere: la nota presentata dai colleghi FUBINI-GHIRON e PONTECORVO ne illustra uno che ha dato risultati soddisfacenti.

Problemi di "allineamento" di circuiti oscillatori.

È spesso difficile còmpito per il costruttore utilizzare la letteratura tecnica al fine di ricavare da un articolo originale gli elementi di giudizio su un determinato dispositivo o trarne addirittura guida nelle applicazioni pratiche: l'autore di uno scritto con caratteri di originalità è quasi sempre, anzi tutto, portato a preferenze che lo rendono fautore di soluzioni specifiche; inoltre, se ha molto approfondito il suo tema, difficilmente sa ancora assumersi l'animo di chi è meno competente di lui, nel valutare le difficoltà di comprensione dell'argomento. Per il tecnico sono per ciò assai più immediatamente utili gli articoli riassuntivi di compilazione, se allestiti da persone capaci e obbiettive: tutte o almeno molte delle questioni riguardanti un determinato soggetto vi si trovano raccolte e i diversi lati di esso, nella rielaborazione di un'unica mente, possono acquistare un rilievo più spiccato.

A questa categoria di contributi appartiene lo scritto del dottore SANTORO, che pubblichiamo nel presente fascicolo. Vi sono accuratamente esaminati i vari aspetti del problema dell'allineamento dei circuiti oscillatori, per il comando unico dei ricevitori a cambiamento di frequenza. Tutte le possibili soluzioni vengono discusse e — quel ch'è molto importante — paragonate fra loro sulla base di numerosi esempi numerici. Riteniamo che su tale accurato e paziente lavoro debba essere richiamata l'attenzione dei tecnici costruttori di apparecchi radioriceventi, poichè essi in particolare potranno trarne utili elementi per calcoli e per progetti.

LA REDAZIONE.



MIGLIORAMENTI NELLA ESECUZIONE DELLE MISURE DI FREQUENZA

EUGENIO FUBINI-GHIRON e PAOLO PONTECORVO

Si descrive un radioricevitore a doppia supereterodina, specialmente costruito per facilitare l'esecuzione di misure di frequenza di grande precisione.

Il primo cambiamento di frequenza si differenzia da quello delle normali supereterodine soltanto perchè l'oscillatore locale è sostituito da uno spettro di frequenze, ricavate dall'oscillatore campione di frequenza, e susseguentisi a distanza di 10 kHz. Il valore nominale della prima frequenza intermedia è di 450 kHz, mentre effettivamente l'oscillazione da amplificare può differire dal valore nominale di ± 5 kHz.

Il secondo cambiamento di frequenza ha lo scopo di ottenere una frequenza intermedia molto bassa, di 50 ± 5 kHz; la seconda frequenza intermedia viene in seguito amplificata con un amplificatore distorcente a larga banda, e della sua armonica di ordine 10 (o 100) viene misurata la frequenza. Dalla misura fatta si può risalire a quella della frequenza incognita originaria introducendo, nell'esecuzione materiale della misura, un errore che è 10 (o 100) volte più piccolo di quello che si commetterebbe misurando direttamente, con la stessa apparecchiatura, la frequenza originaria.

1. - Introduzione.

Le apparecchiature moderne per misure di frequenza di grande precisione sono in generale composte di tre gruppi di apparecchi:

a) un generatore di oscillazioni ad alta stabilità di frequenza,

b) apparecchi destinati a ricavare dal campione le frequenze di riferimento necessarie per la misura,

c) apparecchi destinati alla esecuzione del confronto tra frequenze di riferimento e frequenze incognite.

In questo lavoro vogliamo occuparci solamente degli apparecchi dei gruppi *b*) e *c*).

Sotto questo rispetto le apparecchiature moderne si possono suddividere in due classi.

Alla prima appartengono quelle in cui si utilizza la tensione a frequenza stabile, generata dall'oscillatore campione, per sincronizzare una serie di multivibratori. Si hanno così a disposizione le armoniche della frequenza campione e dei suoi sottomultipli secondo numeri interi. Questa serie di armoniche costituisce uno spettro di frequenze, sempre equidistanti tra loro, note con lo stesso errore relativo ed aventi la stessa stabilità del campione di riferimento: ognuna di esse costituisce pertanto un campione di riferimento altrettanto sicuro quanto quello originario. In generale le successive frequenze dello spettro distano di 10 kHz; in casi particolari l'intervallo non è costante, ma può essere cambiato a volontà (1).

Facendo battere una frequenza incognita con la serie di quelle costituenti lo spettro di frequenze campioni si ottiene una serie di battimenti; tra i quali soltanto i battimenti tra la frequenza incognita e le due frequenze campioni che la comprendono appartengono alla gamma acustica e sono utilizzati per le misure.

A una seconda classe appartengono quelle apparecchiature nelle quali, dopo aver ottenuto una serie di frequenze campioni analoga a quella già vista, sebbene molto meno fitta, si combinano queste frequenze con opportuni stadi di modulazione. In tal modo, con successive divisioni, moltiplicazioni, addizioni e sottrazioni di frequenze, si riesce a « costruire » ciascuna frequenza della gamma per cui l'apparecchiatura è prevista, con salti che possono essere di un solo hertz.

Questa classe di apparecchiature, oltre a consentire la misura della frequenza con precisione maggiore, ha evidentemente sull'altra il vantaggio di mettere a disposizione frequenze stabili, note con la stessa precisione del campione e di qualsiasi valore compreso nella gamma che interessa.

D'altra parte i complessi che si trovano disponibili in commercio sono in generale dell'altro tipo, più semplice ma meno perfezionato essendo soggetti ad alcune limitazioni nel loro uso.

Poichè in entrambe le classi di apparecchiature per misurare la frequenza di segnali molto deboli è inevitabile l'uso di ricevitori, abbiamo pensato di mettere a profitto questa necessità, costruendo ricevitori speciali, in modo da evitare gli inconvenienti che altrimenti si verificherebbero.

2. - Descrizione sommaria, limitazioni e inconvenienti dell'apparecchiatura da migliorare.

L'apparecchiatura a disposizione è schematizzata nella figura 1.

La frequenza incognita f_x viene fatta battere con lo spettro di frequenze campioni: la frequenza di battimento $f_x - f_c$ tra l'incognita e la frequenza campione ad essa più vicina, appartiene, come si è detto, alla gamma acustica e più precisamente è una frequenza minore di 5000 Hz.

(1) B. Decaux: Onde Él., 1936, XV, p. 411.

Per conoscerne l'esatto valore occorre misurare la frequenza del battimento acustico ricavato. Ciò può ottenersi mediante un frequenziometro a ponte; mediante confronti stroboscopici; mediante registrazione; ovvero per confronto con un oscillatore tarato. Quest'ultimo metodo è quello adottato nell'apparecchiatura che si esamina. Esso è molto rapido e semplice, ma nell'esecuzione del confronto si commette un errore, il cui valore assoluto difficilmente può scendere sotto a 1 Hz.

Questo errore non è tollerabile allo stato attuale delle misure di frequenza più precise. In queste infatti bisogna tendere a far sì che gli errori commessi nella esecuzione del confronto tra frequenza incognita e campione, siano trascurabili rispetto a quelli che si introducono a causa della non perfetta conoscenza e della instabilità della frequenza del campione di riferimento.

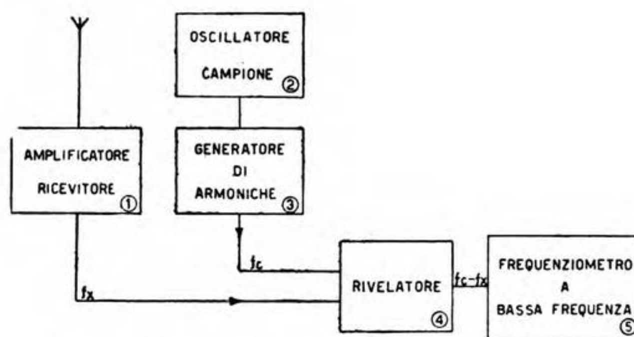


Fig. 1. — Schema di massima a cui si possono ricondurre gran parte delle apparecchiature commerciali esistenti per la misura di radiofrequenze.

Se il campione di riferimento è noto con un errore di $5 \cdot 10^{-8}$ l'errore assoluto di 1 Hz al contrario diventa maggiore di quello dovuto al campione, per frequenze minori di 20 MHz.

È ovvio che nei casi particolari di frequenze vicinissime a quelle dello spettro fornito dal campione (si tratta quasi sempre di multipli di 10 kHz), si può aumentare la precisione del confronto in modo completamente soddisfacente, contando direttamente i battimenti tra incognite e campione con il così detto metodo dei tre oscillatori. Tuttavia questo non è il caso generale.

Oltre alle limitazioni che si riferiscono alla precisione della misura, si presentano nella esecuzione materiale di essa alcune difficoltà di natura diversa: vi è spesso l'incertezza se la frequenza del battimento a bassa frequenza debba essere aggiunta o tolta dalla frequenza più vicina dello spettro di frequenze campione; quando si misura la frequenza di tensioni modulate può essere assai fastidiosa la presenza simultanea della frequenza da misurare e della banda di frequenze derivanti dalla modulazione.

3. - Applicazioni del principio della supereterodina alle misure di frequenza.

Come abbiamo già accennato, qualunque sia il tipo di apparecchiatura adottata, per misurare la frequenza di segnali molto deboli è inevitabile l'uso di ricevitori.

Quello che è stato studiato è una doppia supereterodina di speciale costruzione.

È noto che per la misura di una frequenza qualsiasi si può usare come amplificatore una supereterodina di tipo usuale, all'entrata della quale si applichino contemporaneamente la frequenza incognita f_x e la frequenza campione f_c. Detta inoltre f_l la frequenza dell'oscillatore locale, il battimento che si origina nel secondo stadio rivelatore tra $(f_l - f_x)$ e $(f_l - f_c)$, fornisce direttamente la desiderata bassa frequenza $(f_x - f_c)$. L'intervento di un nuovo oscillatore (oscillatore locale) ha tuttavia, dal punto di vista delle frequenze immagini, dei fischi e così via, inconvenienti sui quali non ci dilungheremo.

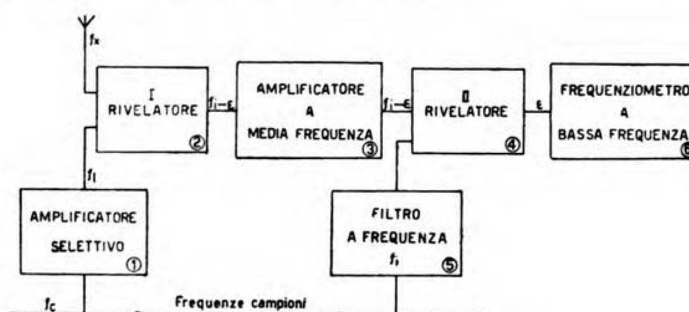


Fig. 2. — Ricevitore speciale a supereterodina in cui l'oscillatore locale è sostituito dallo spettro di frequenze campioni.

Il ricevitore sperimentato è una supereterodina, in cui l'oscillatore locale è sostituito dallo spettro di frequenze campione dopo amplificazione selettiva (fig. 2). Si vede facilmente che esistono sempre due zone dello spettro i cui battimenti con la frequenza incognita dànno origine a frequenze sufficientemente vicine a quelle su cui sono accordati gli stadi a media frequenza. Queste frequenze sono le sole che vengono amplificate e utilizzate agli scopi della misura.

Sia f_i il valore nominale della frequenza intermedia per cui il ricevitore è costruito; essa deve coincidere, nel caso presente, con una delle frequenze dello spettro, che supponiamo sia ad esempio costituito dalla serie dei multipli di 10 kHz.

La frequenza incognita f_x può porsi sotto la forma:

$$f_x = (10\,m + \varepsilon)\ \text{kHz}\ ,$$

dove m è un numero intero ed ε un numero positivo minore di 10.

Si faccia battere f_x con tutto lo spettro delle frequenze f_c: le due zone di questo spettro, che dànno battimenti vicini a f_i, possono indicarsi con:

$$f_{l1} = (10\,n - f_i)\ \text{kHz},$$
$$f_{l2} = (10\,p + f_i)\ \text{kHz},$$

dove n e p sono gli interi vicini a m.

Fissando le idee sul caso in cui si scelga f_{l2}, i battimenti che si ottengono da questa zona dello spettro sono:

$$(f_i - \varepsilon - 10)\ \text{kHz},$$
$$(f_i - \varepsilon)\ \text{kHz},$$
$$(f_i - \varepsilon + 10)\ \text{kHz}.$$

Tali battimenti vengono amplificati in stadi a media frequenza con larghezza di banda possibilmente eguale a ± 5 kHz e le tensioni che si ricavano dall'uscita di questi possono essere utilizzate in vari modi, il più semplice dei quali (fig. 2) consiste nel ricavare la frequenza ε applicando al secondo stadio rivelatore insieme con la tensione a frequenza $f_i - \varepsilon$, ottenuta all'uscita degli stadi di amplificazione a media frequenza, una tensione alla frequenza nominale f_i, ricavata dallo spettro di frequenze campioni. Il dispositivo non elimina gl'inconvenienti dello schema di figura 1, ma permette di utilizzare appieno, nel campo delle misure di frequenza, i vantaggi della supereterodina.

Una proprietà dell'apparecchiatura proposta merita speciale menzione. Come è mostrato dalla figura 2, è in genere necessario, per aumentare la sensibilità del ricevitore, che le frequenze campioni siano amplificate prima di essere utilizzate. Questa amplificazione è fatta mediante un amplificatore a stadi accordati: utilizzando le due zone f_{l1} e f_{l2}, le misure possono essere eseguite su una gamma di frequenze incognite f_x che supera di $2\,f_i$ la gamma per cui esso è costituito. Infatti si può ricevere una frequenza incognita utilizzando come « oscillatore locale » una frequenza campione inferiore o superiore a quella incognita. Così, per esempio, con un amplificatore nella gamma $500 \div 1500$ kHz, e una frequenza intermedia di 500 kHz, si possono ricevere frequenze f_x che vanno da 0 a 1000 kHz, mettendosi in modo da far battere frequenze campioni elevate con incognite a frequenza inferiore; frequenze f_x da 1000 a 2000 kHz nell'altro caso. Si copre così in tutto la gamma $0 \div 2000$ kHz, che supera appunto di $2\,f_i = 1000$ kHz la gamma dell'amplificatore.

4. - Eliminazione dei vari inconvenienti.

Si tratta ora di esaminare con quali metodi si riesca, utilizzando il ricevitore descritto, ad evitare gli inconvenienti esposti nel paragrafo 2. Il metodo adottato consiste, in sostanza, in una doppia applicazione del principio della supereterodina, per attuare la quale occorre aggiungere al ricevitore uno stadio accordato su una seconda media frequenza, il cui valore nominale è diverso ed inferiore a quello della prima.

Ciò viene ottenuto nella maniera seguente (fig. 3): all'uscita dello speciale ricevitore descritto ed a causa della larghezza di banda fissata

per gli stadi a media frequenza, si dispone della frequenza $f_i - \varepsilon$, ovvero della $f_i - \varepsilon + 10$, secondo che $\varepsilon \lesseqgtr 5$ kHz.

Se insieme con questa frequenza si applica ad un secondo rivelatore la frequenza $f_i - 50$ kHz, il battimento risultante è:

$$(50 - \varepsilon) \text{ kHz}, \quad \text{ovvero} \quad (50 + 10 - \varepsilon) \text{ kHz},$$

sempre secondo che $\varepsilon \lesseqgtr 5$ kHz.

In queste condizioni si può, con estrema facilità, individuare se questa seconda frequenza intermedia è minore o maggiore di 50 kHz; la differenza rispetto a 50 kHz dà rispettivamente ε ovvero $(10 - \varepsilon)$ kHz [2]: è così eliminata ogni incertezza sul senso da attribuire al battimento tra incognita e campione.

Fig. 3. — Schema semplificato del nuovo tipo di apparecchiatura.

Se si amplifica poi la seconda frequenza intermedia con amplificatore distorcente a larga banda, si ottiene all'uscita una serie di armoniche le cui frequenze sono rappresentabili mediante la:

$$q\,(50 - \varepsilon) \text{ kHz, in cui } q \text{ ha i valori } 1, 2, \ldots\,.$$

Ognuna di queste armoniche può essere misurata con l'apparecchiatura della figura 1, per ora inutilizzata, commettendo un errore assoluto di 1 Hz circa. Se M è il risultato di questa misura, si ha:

$$q\,(50 - \varepsilon) = M \pm 1 \text{ Hz} \quad \text{da cui} \quad 50 - \frac{M}{q} = \varepsilon \pm \frac{1}{q} \text{ Hz}\,.$$

(2) Reciprocamente avviene quando si utilizzi la f_{l1} minore della f_x.

Analoga espressione si ricava quando $\varepsilon > 5$ kHz; si ha pertanto la possibilità di misurare ε commettendo un errore assoluto q volte più piccolo.

Supponendo di poter misurare la centesima armonica della seconda media frequenza, cioè di eseguire l'ultima misura nei pressi di 5 MHz, per un campione noto con un errore di $5 \cdot 10^{-8}$, l'errore assoluto che si commette, che è dell'ordine di 0,01 Hz, è trascurabile per frequenze maggiori di 200 000 Hz.

Si potrebbe pensare di aumentare i vantaggi di questa operazione partendo da una seconda media frequenza più bassa di 50 000 Hz.

Bisogna tuttavia tenere presente, che le successive armoniche della seconda media frequenza devono distare tra loro sufficientemente, per non rendere inutilmente complicata l'individuazione del loro ordine.

La moltiplicazione della seconda frequenza intermedia ha per scopo principale quello, ora esposto, della diminuzione dell'errore assoluto introdotto nella misura.

Con tale operazione si consegue tuttavia anche lo scopo secondario di rendere assai meno fastidiosa la misura della frequenza di tensioni modulate. In questo caso infatti la seconda media frequenza risulterà della somma di:

$$(50 - \varepsilon);\ (50 - \varepsilon + b);\ (50 - \varepsilon - b);$$

indicandosi con b la banda delle frequenze di modulazione, comprese ad esempio tra 50 e 5000 Hz e variabili da istante a istante.

Nella moltiplicazione di frequenza la distanza tra le bande laterali e la portante viene moltiplicata anche essa: se il valore di q è abbastanza alto, la maggior parte delle frequenze laterali origina armoniche che dànno, con le corrispondenti armoniche della portante, un battimento ultraudibile o comunque poco disturbante.

5. - Particolari costruttivi.

L'apparecchiatura proposta è stata attuata secondo lo schema della figura 4, con risultati completamente soddisfacenti. Nella figura, A rappresenta l'amplificatore selettivo dello spettro di frequenze campioni. Le varie gamme sono coperte cambiando le induttanze dei circuiti accordati, operazione che può farsi senza aprire l'apparecchio per mezzo di bobine intercambiabili con innesti a spina.

Il guadagno dell'amplificatore è regolabile manualmente variando la polarizzazione di griglia dei due tubi 956, a pendenza variabile. L'amplificatore D è costruttivamente analogo a quello descritto ed è destinato all'amplificazione del segnale da misurare. Esso contiene uno stadio a reazione ed è seguito da uno stadio di rivelazione (E), che hanno lo scopo di facilitare le operazioni di accordo sul segnale, nei due casi di segnale persistente e di segnale modulato.

Il primo cambiamento di frequenza avviene nel primo stadio dell'apparecchio B, e il valore della frequenza intermedia scelta è di 450 kHz.

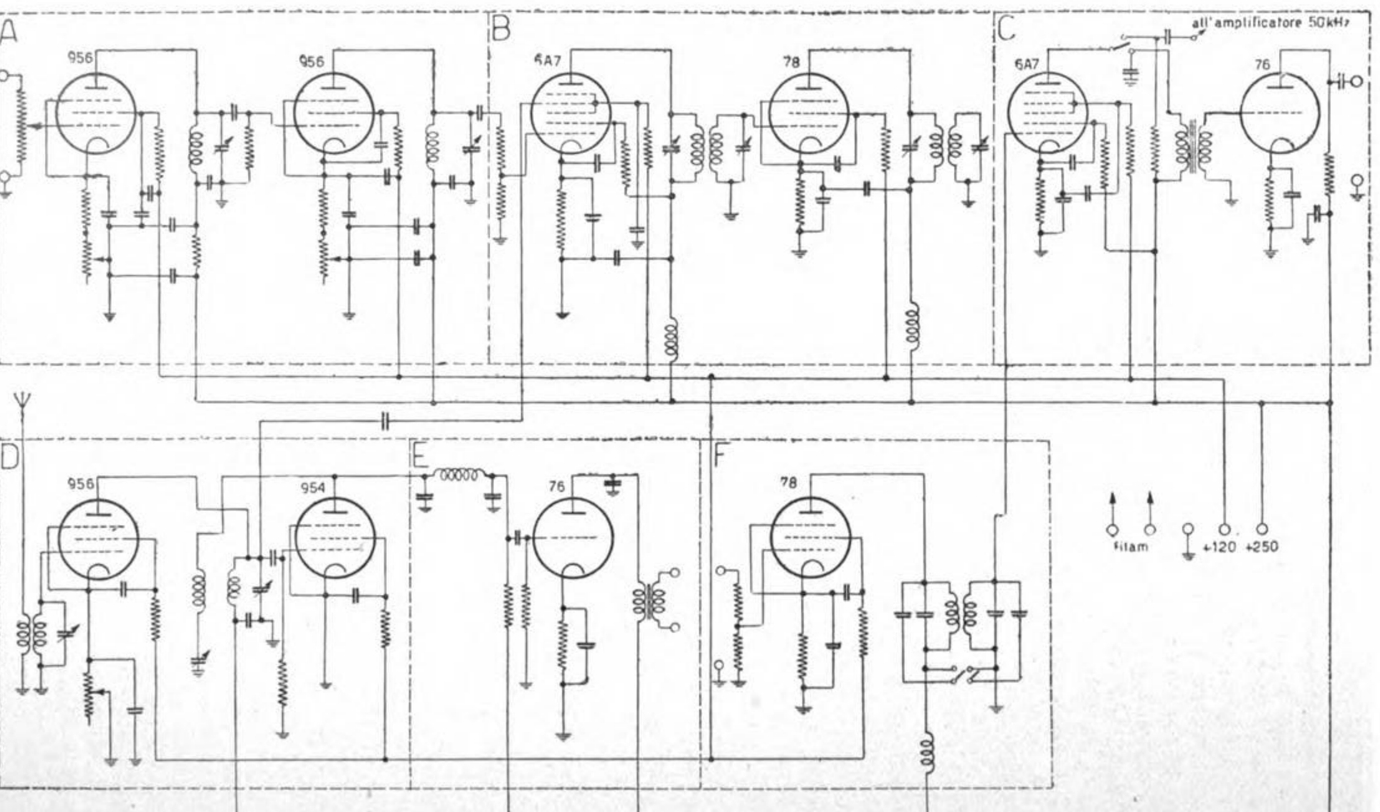


Fig. 4. — Schema dei collegamenti del ricevitore speciale a doppia supereterodina.

La frequenza necessaria per il secondo cambiamento di frequenza viene scelta dallo spettro di frequenze campioni per mezzo dell'amplificatore *F*, che può essere accordato, a volontà, su 450 o su 400 kHz.

Nel primo caso, dopo la seconda rivelazione, che avviene nell'apparecchio *C*, si ha a disposizione ai morsetti di uscita di *C* una frequenza acustica di valore ε. Nel secondo caso, dopo il secondo cambiamento di frequenza, si ha a disposizione una frequenza di circa 50 kHz, che, dopo amplificazione e distorsione, viene misurata con l'apparecchiatura di figura 1.

Il complesso di apparecchi descritto può sembrare di una complicazione forse eccessiva. Si devono tuttavia mettere in rilievo le seguenti caratteristiche:

1) Le operazioni di accordo che devono essere eseguite sono indipendenti, nel senso che possono essere effettuate una dopo l'altra, senza che il mancato accordo in uno stadio pregiudichi la possibilità di ottenere quello dei precedenti.

2) Qualunque sia la frequenza da misurare, tutta l'apparecchiatura (eccettuate ovviamente le parti *A* e *D*) e tutte le modalità delle misure rimangono inalterate.

Le conseguenze nocive della maggior complicazione si devono pertanto ritenere esaurite una volta che i problemi costruttivi siano risolti.

Desideriamo ringraziare il perito radiotecnico G. Gastaldi per la collaborazione preziosa nell'attuazione degli apparecchi e nella esecuzione delle prove.

Torino - Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris.

IL COMANDO UNICO NELLE SUPERETERODINE

MARIO SANTORO

Vengono discusse tutte le possibili soluzioni per l'attuazione del comando unico nelle supereterodine, cercando di ottenere per ognuna di esse i risultati migliori. Si riportano numerosi esempi, i quali, oltre a servire come controllo, possono rendersi utili come guida per le applicazioni.

Premessa e considerazioni generali.

Il problema del comando unico nelle supereterodine consiste, come è noto, nel far sì che, per qualunque posizione angolare del rotore di un condensatore variabile a più sezioni, delle quali l'una comandi la frequenza dell'oscillatore locale e l'altra o le altre la frequenza del circuito o dei circuiti accordati sul segnale in arrivo, esista una differenza costante fra queste due frequenze. Su tale differenza vengono accordati i trasformatori di frequenza intermedia.

Di questo problema, che non ammette alcuna soluzione rigorosa, molti autori (1) hanno suggerito varie soluzioni più o meno approssimate, che passeremo in rassegna, ricercando, per ognuna di esse, le equazioni che determinano i parametri dei vari circuiti suggeriti e le condizioni corrispondenti ad un funzionamento il più possibile prossimo a quello ideale: tale cioè che la differenza fra la radiofrequenza entrante e quella generata dall' oscillatore locale sia il più possibile costante in tutto il campo di frequenze da ricevere. Le varie soluzioni proposte possono raggrupparsi in più modi, dipendentemente dalla disposizione e dal numero degli elementi costituenti il circuito dell'oscillatore locale. Noi le distingueremo a seconda che l'induttanza inserita in tale circuito sia diversa da quella del circuito accordato sul segnale in arrivo, mentre le capacità variabili dei due circuiti sono uguali (parte 1ª); che le indut-

(1) Vedi bibliografia.

tanze e le capacità variabili dei due circuiti siano uguali (parte 2ª); infine che le capacità variabili dei due circuiti siano diverse (parte 3ª) (2).

Prima però di intraprendere tale esame, premettiamo alcune considerazioni fondamentali, valevoli per tutti i casi che verranno considerati in seguito.

Siano: f_1 la radiofrequenza da ricevere; f_2 la frequenza generata dall'oscillatore locale; f_0 la frequenza intermedia del ricevitore.

Le equazioni dei battimenti, che avvengono fra f_1 ed f_2, sono:

$$f_1 - f_2 = \pm f_0 ,$$

cioè:

$$\begin{cases} f_2 - f_1 = f_0 \\ f_1 - f_2 = f_0 . \end{cases}$$

Vediamo quale di queste due equazioni convenga scegliere. La gamma delle onde medie ($500 \div 1500$ kHz) può esser coperta, secondo la prima relazione, dando ad f_2 un valore variabile fra $(500 + f_0)$ e $(1500 + f_0)$; ossia, ammettendo per f_0 un valore di 350 kHz, deve essere:

$$500 + 350 \leq f_2 \leq 1500 + 350 ,$$

cioè il rapporto fra i valori estremi di f_2 risulta uguale a $\dfrac{1850}{850} \cong 2{,}2$.

Invece, in base alla seconda relazione, deve aversi:

$$150 \leq f_2 \leq 1150 ,$$

e quindi il rapporto fra i valori estremi di f_2 è $\dfrac{1150}{150} \cong 7{,}6$.

Nei normali condensatori variabili il rapporto fra la massima e la minima capacità (rispettivamente circa 400 e 25 $\mu\mu$F) viene ad essere circa uguale a 13, il che dà luogo per le relative frequenze ad un rapporto:

$$\frac{f_{max}}{f_{min}} = \sqrt{13} \cong 3{,}6 .$$

Diviene perciò impossibile per le onde medie, e a maggior ragione per quelle lunghe, l'uso della seconda relazione; si deve inoltre tener conto, che le capacità dei collegamenti e quella distribuita delle bobine di induttanza rendono ancora più piccolo il limite superiore praticamente raggiungibile per il rapporto f_{max} / f_{min} . Per le onde corte invece, essendo f_0 trascurabile rispetto ad f_1 e ad f_2, potrà adoperarsi anche la seconda relazione, qualora ciò divenga conveniente per ottenere un migliore comportamento dell'oscillatore locale, funzionando esso su frequenze

(2) Si potrebbe far appartenere a questa parte la soluzione suggerita dallo Sklar (vedi bibliografia), la quale consiste nel porre in parallelo al compensatore (*padding*) (C_1 in fig. 2) una capacità variabile. Ciò però è poco pratico, specialmente nei moderni radioricevitori, poichè rende necessario aggiungere al condensatore variabile multiplo una sezione in più per ogni campo di frequenze da ricevere.

minori di quelle imposte dalla prima relazione. Si può quindi considerare come normalmente adottata la relazione:

$$f_2 - f_1 = f_0 .$$

Tutte le soluzioni suggerite dai vari autori riguardano particolari disposizioni del circuito dell'oscillatore, mentre il circuito o i circuiti selettori per il segnale in arrivo vengono in ogni caso eseguiti secondo lo schema indicato nella fig. 1, nel quale il condensatore C_a serve a compensare le piccole differenze esistenti nelle capacità parassite e a rendere il rapporto $\frac{C_{2\,max} + C_a}{C_{2\,min} + C_a}$ uguale al valore $\sqrt{\frac{f_{1\,max}}{f_{1\,min}}}$ prefissato.

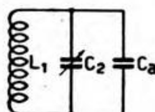


Fig. 1. — Schema tipico per il circuito selettore del segnale.

Per il circuito selettore si ha dunque:

$$f_{1\,min} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 (C_{2\,max} + C_a)}} ,$$

$$f_{1\,max} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 (C_{2\,min} + C_a)}} ,$$

essendo L_1 l'induttanza del circuito.

Poniamo, per comodità di scrittura:

$$f_{1\,max} = a , \qquad f_{1\,min} = b , \qquad C_{2\,max} = m , \qquad C_{2\,min} = n .$$

Deducendo dalla prima delle relazioni scritte:

$$L_1 = \frac{1}{4\pi^2 b^2 (m + C_a)} ,$$

e sostituendo tale valore nella seconda, si ricava:

[1] $$C_a = \frac{b^2 m - a^2 n}{a^2 - b^2} ;$$

e quindi:

[2] $$L_1 = \frac{a^2 - b^2}{4\pi^2 a^2 b^2 (m - n)} .$$

Le [1] e [2] dànno i valori di C_a e di L_1 per il circuito di accordo a radiofrequenza. Per il circuito dell'oscillatore locale consideriamo invece, come abbiamo detto, separatamente i diversi casi.

PARTE I.

CIRCUITI CON CAPACITÀ VARIABILI UGUALI MA CON INDUTTANZE DIVERSE

Si possono avere diversi casi, a seconda della disposizione e del numero delle capacità del circuito dell'oscillatore locale.

Primo caso.

Il circuito sia costituito come indicato nello schema di fig. 2. Se α, β, γ sono le frequenze del circuito dell'oscillatore locale, corrispondenti ai valori x, y, z della capacità variabile (con $x > y > z$), si ha:

[3] $$\alpha = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 \frac{C_1(x + C_3)}{C_1 + x + C_3}}},$$

[4] $$\beta = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 \frac{C_1(y + C_3)}{C_1 + y + C_3}}},$$

[5] $$\gamma = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 \frac{C_1(z + C_3)}{C_1 + z + C_3}}}.$$

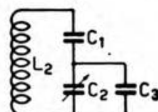


Fig. 2. — Schema più usato per il circuito dell'oscillatore.

Dalla [3] si ricava:

[6] $$L_2 = \frac{C_1 + x + C_3}{4\pi^2\alpha^2 C_1(x + C_3)},$$

e quindi dalla [4]:

[7] $$C_1 = \frac{(x + C_3)\ (y + C_3)\ \left(1 - \frac{\beta^2}{\alpha^2}\right)}{(y + C_3)\ \frac{\beta^2}{\alpha^2} - (x + C_3)}.$$

Sostituendo nella [5] i valori di L_2 e di C_1, dati rispettivamente dalla [6] e dalla [7], si deduce:

[8] $$C_3 = \frac{x\,\alpha^2(y - z) - y\,\beta^2(x - z) + z\,\gamma^2(x - y)}{(x - z)\,\beta^2 - (y - z)\,\alpha^2 - (x - y)\,\gamma^2}.$$

Prepariamoci le quantità $x + C_3$, $y + C_3$:

$$x + C_3 = \frac{(x-z)\ (x-y)\ (\beta^2-\gamma^2)}{(x-z)\,\beta^2-(y-z)\,\alpha^2-(x-y)\,\gamma^2},$$

$$y + C_3 = \frac{(x-y)\ (y-z)\ (\alpha^2-\gamma^2)}{(x-z)\,\beta^2-(y-z)\,\alpha^2-(x-y)\,\gamma^2}.$$

Dalla [7] si ricava quindi:

$$[9] \quad C_1 = \frac{(x-y)\ (x-z)\ (y-z)\ (\gamma^2-\alpha^2)\ (\gamma^2-\beta^2)\ \left(\frac{\beta^2}{\alpha^2}-1\right)}{\left[\frac{\beta^2\gamma^2}{\alpha^2}(y-z)+\beta^2(x-y)-\gamma^2(x-z)\right] \times \left[(x-z)\,\beta^2-(x-y)\,\gamma^2-(y-z)\,\alpha^2\right]}$$

e infine dalla [6]:

$$[10] \quad L_2 = \frac{\left[\,\beta^2(x-z)-\alpha^2(y-z)-\gamma^2(x-y)\,\right]^2}{4\,\pi^2\,(\gamma^2-\alpha^2)\,(\gamma^2-\beta^2)\,(\beta^2-\alpha^2)\,(x-y)\,(y-z)\,(x-z)}.$$

Le equazioni [8], [9] e [10] determinano il valore delle tre quantità C_3, C_1, L_2 per il circuito dell'oscillatore locale.

Le tre frequenze α, β, γ devono essere scelte opportunamente, in modo che in tutto l'intervallo $a \geq f_1 \geq b$ lo scarto percentuale fra le frequenze $(f_2 - f_0)$ ed f_1 sia il minimo possibile. A tal fine supponiamo di dividere il tratto dell'iperbole rappresentante f_1 in funzione di $C_2 + C_a$, compreso fra i due valori limiti di a e b, in un numero pari ε di parti uguali e di assegnare come valori di $(\alpha - f_0)$, $(\beta - f_0)$, $(\gamma - f_0)$ quelli corrispondenti a tre di tali punti. Per eseguire la divisione di quel tratto di iperbole in ε parti uguali, supponiamo di eseguire la trasformazione della funzione:

$$f_1^2 = \frac{1}{\varphi(C)}$$

da coordinate lineari, in coordinate logaritmiche. La funzione assume allora l'andamento di una retta, sulla quale le due frequenze estreme a e b delimitano un segmento, divisibile in qualsivoglia numero di parti uguali.

I valori di $(\alpha - f_0)$, $(\beta - f_0)$, $(\gamma - f_0)$ siano quelli corrispondenti ai punti $\frac{1}{\varepsilon}$, $\frac{\varepsilon}{2\varepsilon}$, $\frac{\varepsilon - 1}{\varepsilon}$.

Si ha quindi:

$$\log(\alpha - f_0) = \frac{1}{\varepsilon}(\log a - \log b) + \log b\ ,$$

$$\log(\beta - f_0) = \frac{\varepsilon}{2\,\varepsilon}(\log a - \log b) + \log b\ ,$$

$$\log(\gamma - f_0) = \frac{\varepsilon - 1}{\varepsilon}(\log a - \log b) + \log b\ .$$

Da queste si ricavano le seguenti relazioni:

$$\alpha - f_0 = b\left(\frac{a}{b}\right)^{\frac{1}{\varepsilon}} .$$

$$\beta - f_0 = b\left(\frac{a}{b}\right)^{\frac{1}{2}} ,$$

$$\gamma - f_0 = b\left(\frac{a}{b}\right)^{\frac{\varepsilon-1}{\varepsilon}} ,$$

dalle quali appare anzitutto che:

$$\frac{\gamma - f_0}{\beta - f_0} = \frac{\beta - f_0}{\alpha - f_0} = \left(\frac{a}{b}\right)^{\frac{\varepsilon - 2}{2\varepsilon}} ;$$

d'altra parte dalla seconda di esse si ha:

[11] $$(\beta - f_0)^2 = a\,b$$

e moltiplicando la prima per la terza:

$$(\alpha - f_0)\,(\gamma - f_0) = a\,b\ .$$

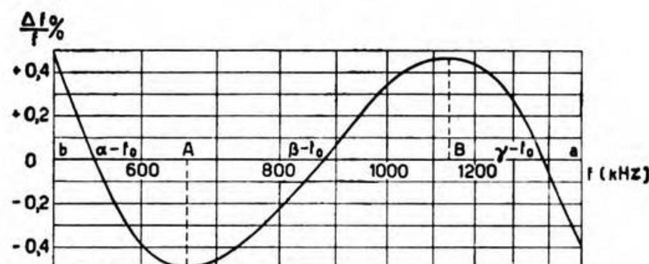


Fig. 3. — Forma tipica del diagramma degli scarti tra la frequenza ricevuta $(f_2 - f_0)$ e quella di accordo f_1 del circuito selettore, usando lo schema della fig. 2 per l'oscillatore (tre frequenze di allineamento).

Quindi, se riportiamo (fig. 3) come ascisse in coordinate logaritmiche le frequenze f_1 comprese fra a e b, la frequenza di incrocio $(\beta - f_0)$ viene a trovarsi sulla metà del segmento $a\ b$, mentre le altre due frequenze di incrocio $(\alpha - f_0)$ e $(\gamma - f_0)$ vengono a trovarsi ad uguale distanza da $(\beta - f_0)$ e simmetricamente disposte rispetto ad essa. Nell'intervallo da $(\beta - f_0)$ ad $(\alpha - f_0)$, sia A la frequenza corrispondente al massimo scarto percentuale fra le frequenze $(f_2 - f_0)$ ed f_1. Siccome l'andamento di tali scarti al variare della frequenza (fig. 3) può considerarsi assai prossimo ad una sinusoide (sempre che le ascisse siano in coordinate logaritmiche), è lecito considerare la distanza fra $(\alpha - f_0)$ ed A uguale

a quella fra A e $(\beta - f_0)$; cioè $\frac{(\beta - f_0)}{A} = \frac{A}{(\alpha - f_0)}$, ossia:

$$A^2 = (\alpha - f_0)(\beta - f_0) .$$

Se, situata oltre $(\alpha - f_0)$, esistesse una quarta frequenza di incrocio, $(\vartheta - f_0)$, fra $(f_2 - f_0)$ ed f_1, a b competerebbe, per quanto abbiamo detto, il massimo scarto percentuale dell'intervallo tra $(\alpha - f_0)$ e $(\vartheta - f_0)$. Perchè tale scarto in b fosse uguale a quello in A (divenendo in tal caso sinusoidale anche il tratto di curva ad di là di b), dovrebbe essere:

$$\frac{A}{\alpha - f_0} = \frac{\alpha - f_0}{b} ,$$

cioè quadrando:

$$\frac{A^2}{(\alpha - f_0)^2} = \frac{(\alpha - f_0)^2}{b^2} ;$$

quindi, tenendo presente che $A^2 = (\alpha - f_0)(\beta - f_0)$,

$$\frac{\beta - f_0}{\alpha - f_0} = \frac{(\alpha - f_0)^2}{b^2} .$$

Ma f_1 ed f_2 possono avere tutt'al più tre punti propri in comune. Infatti tanto f_1 quanto f_2 sono due iperboli aventi gli stessi punti impropri e come tali possono avere al finito soltanto tre punti in comune. Quindi la quarta frequenza di incrocio $(\vartheta - f_0)$, da noi momentaneamente supposta, non può esistere.

Supponiamo ora che, in conseguenza di ciò, lo scarto in b acquisti un valore $\sqrt{2}$ volte maggiore. Essendo sperimentalmente constatato che lo scarto in b è proporzionale al quadrato di $\frac{\alpha - f_0}{b}$, la condizione che tale scarto sia uguale a quello in A, può essere così rappresentata:

$$\frac{(\alpha - f_0)^2}{b^2} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{\beta - f_0}{\alpha - f_0} ,$$

cioè:

[12] $$\alpha - f_0 = \sqrt[3]{b^2 \sqrt{\frac{a\, b}{2}}} ;$$

analogamente per $(\gamma - f_0)$ si trova (3):

[13] $$\gamma - f_0 = \sqrt[3]{a^2 \sqrt{2\, a\, b}} .$$

(3) Le relazioni ricavate per $(\alpha - f_0)$ e per $(\gamma - f_0)$ possono applicarsi solo se è $\frac{a}{b} \simeq 3$. Infatti se fosse, ad esempio, $\frac{a}{b} = 2$ si dedurrebbe $(\alpha - f_0) = b$ e $(\gamma - f_0) = a$, risultati non accettabili. Perciò in tutti gli altri casi, in cui sia $\frac{a}{b} \neq 3$, le frequenze $(\alpha - f_0)$ e $(\gamma - f_0)$ verranno definite con sufficiente approssimazione, ponendo per ε il valore 16, che si ottiene per il rapporto $\frac{\alpha - f_0}{b}$, nel caso in cui sia $\frac{a}{b} \simeq 3$.

1° *Esempio* (4). - Calcolo delle induttanze e capacità fisse del circuito di accordo a radiofrequenza e del circuito dell'oscillatore locale, costituiti rispettivamente come indicato negli schemi di fig. 1 e di fig. 2, per un campo di ricezione da 500 a 1500 kHz, con trasformatori di frequenza intermedia accordati su 350 kHz (valori segnati con un apice: C_1', C_3', ...) e 450 kHz (valori segnati con due apici: C_1'', C_3'', ...) e utilizzanti un condensatore variabile multiplo le cui capacità massima e minimasiano di 400 μμF e di 25 μμF.

Si ha cioè:

$$a = 1500\,\text{kHz}\ ,\quad b = 500\,\text{kHz}\ ,\quad m = 400\,\mu\mu\text{F}\ ,\quad n = 25\,\mu\mu\text{F}\ ;$$

dalla [1] si deduce:

$$C_a = 21{,}87\,\mu\mu\text{F}$$

e dalla [2]

$$L_1 = 240{,}27\,\mu\text{H}\ .$$

Mediante le relazioni [11], [12] e [13] ricaviamo:

$$\alpha - f_0 = 534{,}9\,\text{kHz}\ ,\quad \beta - f_0 = 866{,}0\,\text{kHz}\ ,\quad \gamma - f_0 = 1402{,}0\,\text{kHz}$$

e quindi:

$$\alpha' = 884{,}9\,\text{kHz}\ ,\qquad \alpha'' = 984{,}9\,\text{kHz}\ ;$$
$$\beta' = 1216{,}0\ \text{»}\ ,\qquad \beta'' = 1316{,}0\ \text{»}\ ;$$
$$\gamma' = 1752{,}0\ \text{»}\ ,\qquad \gamma'' = 1852{,}0\ \text{»}\ .$$

Ricordando che il condensatore variabile dell'oscillatore e quello del circuito accordato sono identici, dalla relazione:

$$\frac{x + C_a}{n + C_a} = \frac{a^2}{(\alpha - f_0)^2}$$

e dalle corrispondenti per β e γ, si ricavano per x, y, z i valori:

$$x = 346{,}7\,\mu\mu\text{F}\ ,\quad y = 118{,}75\,\mu\mu\text{F}\ ,\quad z = 31{,}78\,\mu\mu\text{F}\ .$$

Sostituendo in [8] si ha:

$$C_3' = 31{,}27\,\mu\mu\text{F}\ ,\qquad C_3'' = 33{,}26\,\mu\mu\text{F}\ ,$$

valori che posti nella [7] dànno:

$$C_1' = 531{,}9\,\mu\mu\text{F}\ ,\qquad C_1'' = 417{,}7\,\mu\mu\text{F}\ ,$$

dai quali, mediante la [6], si deducono:

$$L_2' = 146{,}4\,\mu\text{H}\ ,\qquad L_2'' = 131{,}2\,\mu\text{H}\ .$$

Con questi dati si sono calcolati gli scarti di $(f_2 - f_0)$ dalla frequenza di accordo f_1 del circuito risonante, e i valori relativi $\Delta f/f_1$ in per cento sono riportati nei diagrammi 1 e 2 della fig. 4, rispettivamente per le frequenze intermedie di 350 e 450 kHz. Il diagramma 3 è invece calcolato,

(4) Quantunque gli attuali sistemi di misura di capacità e induttanze consentano un'approssimazione superiore al 99,9 %, negli esempi riportati vengono calcolate capacità e induttanze fino alla quarta cifra significativa, allo scopo di permettere un più accurato confronto fra i risultati degli esempi stessi.

attribuendo ad α, β, γ i seguenti valori, che si trovano suggeriti da qualche autore:

$$\alpha = 850\,\text{kHz} \quad ; \quad \gamma = 1850\,\text{kHz} \quad ; \quad \beta = f_1 + 350\,\text{kHz}\ ;$$

dove f_1 è la frequenza di accordo del circuito selettore, corrispondente alla capacità:

$$y = \frac{m + n}{2} = 212{,}5\ \mu\mu\text{F}\ ,$$

mentre x e z hanno i valori:

$$x = 400\ \mu\mu\text{F} \quad ; \qquad z = 25\ \mu\mu\text{F}\ .$$

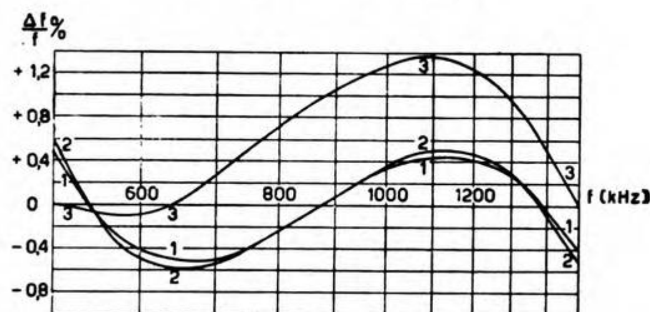


Fig. 4. — Diagrammi degli scarti di frequenza per i tre casi considerati nel primo esempio: curva 1, per $f_0 = 350$ kHz; curva 2, per $f_0 = 450$ kHz; curva 3, per valori non corretti delle frequenze di allineamento.

Dal confronto dei diagrammi si vede la netta inferiorità di questo metodo, rispetto a quello precedentemente esposto.

2° *Esempio*. - Onde corte con $f_2 > f_1$. Con gli stessi dati del primo esempio, il campo di frequenze da ricevere sia ora compreso fra 5,5 e 16,5 MHz. In questo caso si trova:

$$C_a = 21{,}87\ \mu\mu\text{F} \quad ; \qquad L_1 = 1{,}985\ \mu\text{H}\ ;$$

e quindi:

$$C_3 = 22{,}94\ \mu\mu\text{F}\ ; \qquad C_1 = 5629\ \mu\mu\text{F}\ ; \qquad L_2 = 1{,}879\ \mu\text{H}\ .$$

Nella curva 1 della fig. 5 sono riportati gli scarti di frequenza calcolati, in base a questi valori.

3° *Esempio*. - Onde corte con $f_2 < f_1$. Per la ricezione delle onde corte, al fine di migliorare il comportamento generale del ricevitore, può essere consigliabile l'uso della relazione:

$$f_1 - f_2 = f_0\ ,$$

poichè a frequenze inferiori corrisponde generalmente un migliore funzionamento dell'oscillatore locale.

Applicando il ragionamento già esposto per l'altro caso, si ottiene per C_1 un valore negativo, il che sta ad indicare che C_1, cioè la capacità in serie, non va più applicata al circuito dell'oscillatore locale, ma al circuito di accordo a radiofrequenza.

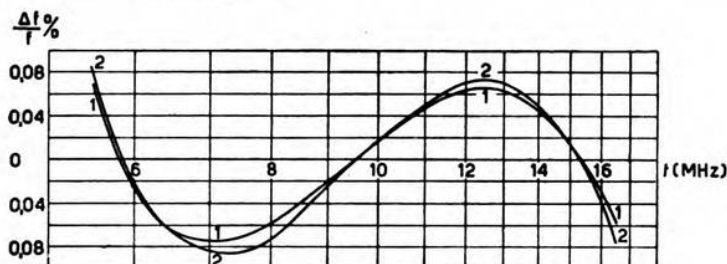


Fig. 5. — Diagrammi degli scarti di frequenza per i due casi considerati nel 2° e nel 3° esempio: curva 1, per $f_2 > f_1$; curva 2, per $f_2 < f_1$.

Infatti, dovendo essere:

$$\frac{f_{2\,\mathrm{max}} + f_0}{f_{2\,\mathrm{min}} + f_0} = \frac{f_{1\,\mathrm{max}}}{f_{1\,\mathrm{min}}} ,$$

deve aversi:

$$\frac{f_{2\,\mathrm{max}}}{f_{2\,\mathrm{min}}} > \frac{f_{1\,\mathrm{max}}}{f_{1\,\mathrm{min}}} ;$$

invece una capacità in serie a quella variabile del circuito dell'oscillatore renderebbe il rapporto $\frac{f_{2\,\mathrm{max}}}{f_{2\,\mathrm{min}}}$ minore di $\frac{f_{1\,\mathrm{max}}}{f_{1\,\mathrm{min}}}$.

Concludiamo quindi che all'uso della relazione fondamentale $f_1 - f_2 = f_0$, corrisponde una inversione fra gli schemi dei due circuiti: quello dell'oscillatore e quello accordato sul segnale; cioè ora il primo di questi deve essere eseguito come indicato nello schema della fig. 1, il secondo come in fig. 2. Con tale avvertenza le relazioni precedentemente trovate rimangono valide, però nella progettazione occorre procedere come segue: fissata la gamma di frequenze da ricevere, nel nostro caso 5,5 ÷ 16,5 MHz, l'oscillatore locale deve coprire la gamma:

$$(5{,}5 - f_0) \leq f_2 \leq (16{,}5 - f_0) ,$$

cioè da 5,15 a 16,15 MHz, essendo $f_0 = 350$ kHz.

Possiamo quindi, servendoci delle relazioni [1] e [2], calcolare i dati del circuito dell'oscillatore. Si trova:

$$C_a = 17{,}45\ \mu\mu\mathrm{F} , \qquad L_1 = 2{,}288\ \mu\mathrm{H} .$$

Le frequenze di incrocio, calcolate in base alle relazioni [11], [12] e [13], risultano:

$$\alpha - f_0 = 5551\ \mathrm{kHz} , \quad \beta - f_0 = 9120\ \mathrm{kHz} , \quad \gamma - f_0 = 14\,984\ \mathrm{kHz} .$$

A tali frequenze corrispondono per il circuito di accordo a radiofrequenza, le frequenze:

$$\alpha = 5901 \text{ kHz} , \quad \beta = 9470 \text{ kHz} , \quad \gamma = 15\,334 \text{ kHz} .$$

Con lo stesso procedimento prima seguìto per determinare il circuito dell'oscillatore, calcoliamo ora i dati del circuito di accordo a radiofrequenza; si ottiene così:

$$C_3 = 18{,}49 \ \mu\mu\text{F} , \qquad C_1 = 5132 \ \mu\mu\text{F} , \qquad L_2 = 2{,}160 \ \mu\text{H}$$

Con questi valori è stata calcolata la curva 2 della fig. 5. Da essa risulta che per $f_2 < f_1$ gli scarti sono solo del 0,02 % superiori a quelli ottenuti nel caso precedentemente considerato (cioè per $f_2 > f_1$): tale differenza non ha alcuna importanza pratica, mentre, come si è detto, il caso $f_2 < f_1$ può presentare notevoli vantaggi, a causa del migliore funzionamento dell'oscillatore locale.

Qualora prima dello stadio convertitore vi sia uno stadio di preamplificazione a radiofrequenza, induttanze e capacità di esso dovranno essere, evidentemente, identiche a quelle dello stadio convertitore.

Se invece si usasse, tanto per il circuito dell'oscillatore locale, quanto per il circuito selettore, lo stesso schema di fig. 1, gli scarti sarebbero enormemente più forti e raggiungerebbero, nel caso tipico precedentemente considerato, l'1,7 %.

Secondo caso.

Il circuito dell'oscillatore sia costituito come nello schema della fig. 6. Siano α, β, γ tre particolari frequenze e x, y, z, i relativi valori della capacità variabile C_2. Si ha in tal caso:

[14] $$\alpha = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_2 \left(C_3 + \dfrac{C_1 x}{C_1 + x}\right)}} ,$$

[15] $$\beta = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_2 \left(C_3 + \dfrac{C_1 y}{C_1 + y}\right)}} ,$$

[16] $$\gamma = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_2 \left(C_3 + \dfrac{C_1 z}{C_1 + z}\right)}} .$$

Dalla [14] si ottiene:

[17] $$L_2 = \frac{1}{4\pi^2 \alpha^2 \left(C_3 + \dfrac{C_1 x}{C_1 + x}\right)} .$$

Elevando al quadrato la [15] e la [14], e facendone il rapporto si deduce:

$$[18] \qquad C_3 = \frac{\dfrac{C_1 x}{C_1 + x} - \dfrac{\beta^2}{\alpha^2} \dfrac{C_1 y}{C_1 + y}}{\dfrac{\beta^2}{\alpha^2} - 1} .$$

Dal rapporto dei quadrati delle [16] e [15] si ricava poi:

$$[19] \qquad C_1 = \frac{\alpha^2 \beta^2 (x - y) z + \gamma^2 \beta^2 (y - z) x - \alpha^2 \gamma^2 (x - z) y}{\alpha^2 \gamma^2 (x - z) - \gamma^2 \beta^2 (y - z) - \alpha^2 \beta^2 (x - y)} ,$$

valore che sostituito nella [18] dà:

$$[20] \qquad C_3 = \frac{[\alpha^2 \beta^2 (x - y) z + \gamma^2 \beta^2 (y - z) x - \alpha^2 \gamma^2 (x - z) y] \times [x (y - z) (\gamma^2 - \alpha^2) - y (x - z) (\gamma^2 - \beta^2)]}{(x - y) (x - z) (y - z) (\gamma^2 - \alpha^2) (\gamma^2 - \beta^2) (\beta^2 - \alpha^2)}$$

e sostituendo infine nella [17], dopo alcune semplificazioni, si ottiene:

$$[21] \qquad L_2 = \frac{(x - y) (x - z) (y - z) (\gamma^2 - \alpha^2) (\gamma^2 - \beta^2) (\beta^2 - \alpha^2)}{4 \pi^2 [\alpha^2 \beta^2 (x - y) z + \gamma^2 \beta^2 (y - z) x - \alpha^2 \gamma^2 (x - z) y] \times [x \beta^2 (y - z) (\gamma^2 - \alpha^2) - y \alpha^2 (x - z) (\gamma^2 - \beta^2)]} .$$

Le equazioni [19], [20] e [21] dànno il valore da assegnare alle tre quantità C_1, C_3 e L_2 del circuito dell'oscillatore locale.

4° *Esempio*. - I dati siano gli stessi del 1° esempio, ma il circuito dell'oscillatore locale sia eseguito secondo lo schema della fig. 6, e i trasformatori a frequenza intermedia siano accordati su 350 kHz. Essendo il circuito di accordo a radiofrequenza identico a quello del 1° esempio, risulta:

$$C_a = 21{,}87 \ \mu\mu\text{F} ; \qquad L_1 = 240{,}2 \ \mu\text{H} ;$$

e così pure tanto α, β, γ quanto x, y, z, assumono ancora gli stessi valori.

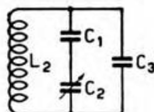


Fig. 6. — Altro schema di circuito per l'oscillatore.

Applicando allora le relazioni precedentemente ricavate, si ottiene:

$$C_1 = 563{,}1 \ \mu\mu\text{F} ; \qquad C_3 = 33{,}10 \ \mu\mu\text{F} ; \qquad L_2 = 130{,}6 \ \mu\text{H} .$$

Il calcolo degli scarti di frequenza per questo esempio ha dimostrato che, com'era prevedibile, i due casi corrispondenti agli schemi delle fig. 2 e 6, sono praticamente equivalenti.

Terzo caso.

Lo schema del circuito dell'oscillatore sia quello indicato nella fig. 7. Se α e β sono due particolari frequenze ed x e y i relativi valori di capacità del condensatore variabile, si ha in questo caso:

[22] $$\alpha = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2(x+C_3)}} ,$$

[23] $$\beta = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2(y+C_3)}} .$$

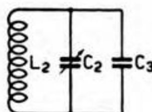


Fig. 7. — Schema più semplice di circuito per l'oscillatore.

Dalle [22], [23] si deducono successivamente:

[24] $$L_2 = \frac{1}{4\pi^2\alpha^2(x+C_3)} ;$$

[25] $$C_3 = \frac{x\alpha^2 - y\beta^2}{\beta^2 - \alpha^2} ;$$

e quindi dalla [24]:

[26] $$L_2 = \frac{\beta^2 - \alpha^2}{4\pi^2\alpha^2\beta^2(x-y)} .$$

Le frequenze α e β vengono calcolate ripetendo il ragionamento fatto per il primo caso, colla differenza che qui si hanno 2 punti di incrocio, anzichè 3. Siano a e b le frequenze estreme; $(\alpha - f_0)$ e $(\beta - f_0)$ le due frequenze da determinare ed A quella corrispondente al punto di massimo del diagramma (fig. 8). Perchè lo scarto percentuale in b sia uguale a quelli in a e in A, A dev'essere medio proporzionale tra a e b, e quindi:

$$A^2 = a\,b.$$

Con ragionamento analogo ad uno precedentemente fatto, si dimostra che una terza frequenza di incrocio, situata oltre $(\alpha - f_0)$, non può esistere, e si giunge alla conclusione, che si può ammettere sia in questo caso:

$$\frac{A^2}{(\alpha - f_0)^2} = \sqrt{2}\,\frac{(\alpha - f_0)^2}{b^2} .$$

Da questa, essendo $A^2 = ab$, si ottiene la relazione corrispondente alla [12] del 1º caso:

[27] $$\alpha - f_0 = \sqrt[4]{\frac{b^3 a}{\sqrt{2}}} .$$

Analogamente per $(\beta - f_0)$ si ha:

$$\beta - f_0 = \sqrt[4]{\sqrt{2}\, a^3 b} \quad [28]$$

5° *Esempio.* - I dati siano gli stessi del 1° esempio, ma il circuito dell'oscillatore locale sia eseguito secondo lo schema della fig. 7 e i trasformatori a frequenza intermedia siano accordati su 350 kHz. Risulta:

$$a = 1500 \text{ kHz} \; ; \qquad b = 500 \text{ kHz} \; ;$$

e si trova quindi, mediante la [27] e la [28],

$$\alpha - f_0 = 603{,}4 \text{ kHz} \; ; \qquad \beta - f_0 = 1242{,}9 \text{ kHz} \; ;$$

alle quali corrispondono, per il circuito dell'oscillatore, le frequenze:

$$\alpha = 953{,}4 \text{ kHz} \; ; \qquad \beta = 1592{,}9 \text{ kHz} \; .$$

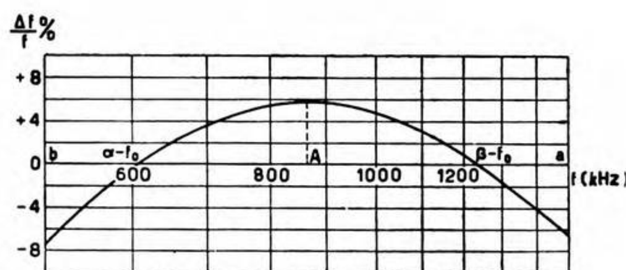


Fig. 8. — Forma tipica del diagramma degli scarti tra la frequenza ricevuta $(f_2 - f_0)$ e quella di accordo f_1 del circuito selettore, usando gli schemi delle fig. 7 e 9 (due frequenze di allineamento).

Dalla relazione:

$$\frac{x + C_a}{25 + C_a} = \frac{a^2}{(\alpha - f_0)^2}$$

e da quella analoga per y, (essendo 25 μμF la capacità minima n del condensatore variabile), si deducono i seguenti valori per x e per y:

$$x = 267{,}8 \; \mu\mu\text{F} \; ; \qquad y = 46{,}40 \; \mu\mu\text{F} \; .$$

Sostituendo in [25] e [26] si ricava:

$$C_3 = 77{,}19 \; \mu\mu\text{F} \; ; \qquad L_2 = 80{,}78 \; \mu\text{H} \; .$$

La curva 1 della fig. 10 dà gli scarti di frequenza calcolati per questo esempio: essa mostra come il comportamento di un circuito costituito come nello schema di fig. 7 sia notevolmente peggiore di quello dei circuiti precedentemente considerati.

Quarto caso.

Il quarto caso corrisponde allo schema della fig. 9.

Siano α e β due frequenze particolari ed x e y i relativi valori di capacità del condensatore variabile. Risulta:

$$\alpha = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_2 \dfrac{C_1 x}{C_1 + x}}} \tag{29}$$

$$\beta = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_2 \dfrac{C_1 y}{C_1 + y}}} \,. \tag{30}$$

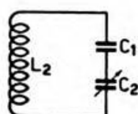


Fig. 9. — Altro schema più semplice di circuito per l'oscillatore.

Dalla [29] si ha:

$$L_2 = \frac{1}{4\pi^2 \alpha^2 \dfrac{C_1 x}{C_1 + x}} \,, \tag{31}$$

e quindi dalla [30]:

$$C_1 = \frac{(\beta^2 - \alpha^2)\, x y}{x \alpha^2 - y \beta^2} \,, \tag{32}$$

e dalla [31]:

$$L_2 = \frac{x - y}{4\pi^2 x y (\beta^2 - \alpha^2)} \,. \tag{33}$$

Le [32] e [33] determinano i valori da assegnare agli elementi C_1 ed L_2 del circuito dell'oscillatore locale.

6° *Esempio*. - I dati siano gli stessi del 1° esempio, ma il circuito dell'oscillatore locale sia eseguito secondo lo schema della fig. 9, e i trasformatori a frequenza intermedia siano accordati su 350 kHz.

Sia le frequenze α e β, sia i valori di x e di y risultano identici a quelli trovati per l'esempio precedente; ponendo tali valori nella [32] e nella [33] si ottengono:

$$C_1 = 161{,}0 \ \mu\mu\text{F} \ ; \qquad L_2 = 277{,}2 \ \mu\text{H} \ .$$

La curva 2 della fig. 10 dà gli scarti di frequenza calcolati per questo caso.

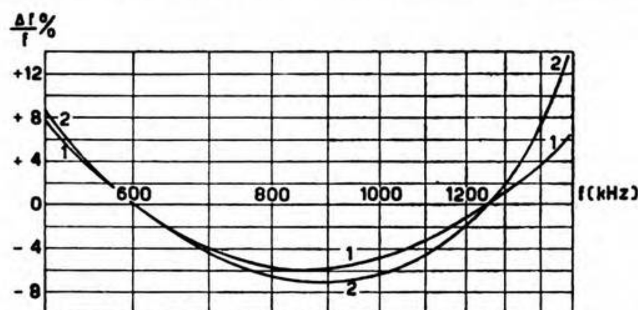


Fig. 10. — Diagrammi degli scarti di frequenza per i due casi considerati negli esempi 5° e 6°: oscillatore costituito secondo lo schema della fig. 7 (curva 1) o secondo quello della fig. 9 (curva 2).

Il confronto tra i due diagrammi della fig. 10 mostra come il terzo caso sia preferibile al quarto, quantunque ambedue siano in generale sconsigliabili, poichè le differenze esistenti fra le due frequenze $(f_2 - f_0)$ ed f_1 sono veramente ragguardevoli.

PARTE II.

CIRCUITI CON CAPACITÀ VARIABILI UGUALI E CON INDUTTANZE UGUALI

L'imporre la condizione, che le induttanze del circuito selettore e di quello dell'oscillatore locale siano uguali, rende evidentemente meno approssimata la soluzione del problema.

Considereremo ancora diversi casi, fermo restando che il circuito di accordo a radiofrequenza sia sempre costituito come è indicato nello schema di fig. 1.

Primo caso.

Il circuito dell'oscillatore locale sia eseguito come nello schema della fig. 2.

Siano α e β due particolari frequenze dell'oscillatore, ed x e y i corrispondenti valori di capacità. Deve risultare:

[34] $$\alpha = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\,\dfrac{C_1\,(x + C_3)}{C_1 + x + C_3}}},$$

[35] $$\beta = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\,\dfrac{C_1\,(y + C_3)}{C_1 + y + C_3}}},$$

dove L ha valore uguale a quello del circuito selettore, dato dalla relazione [2]; tenendo presente questa condizione, dalla [34] si ricava:

[36] $$C_1 = \frac{x + C_3}{4\pi^2 \alpha^2 L (x + C_3) - 1} ,$$

e dalla [35], tenendo presente che C_3 può avere soltanto valori positivi:

[37] $$C_3 = \frac{(x-y)\sqrt{1 + \dfrac{1}{\pi^2 L (x-y)(\beta^2 - \alpha^2)}} - (x+y)}{2} .$$

Sostituendo ora tale valore nella [36], si ricava anche:

[38] $$C_1 = \frac{1}{4\pi^2\alpha^2 L - \dfrac{2}{(x-y)\left[1 + \sqrt{1 + \dfrac{1}{\pi^2 L (x-y)(\beta^2-\alpha^2)}}\right]}} .$$

La [37] e la [38] risolvono il problema per questo caso.

7° *Esempio.* - I dati siano gli stessi del 1° esempio, ma con la condizione, che siano uguali le induttanze del circuito selettore del segnale desiderato e di quello dell'oscillatore locale.

Si ha quindi ancora:

$$C_a = 21{,}87\ \mu\mu\text{F} ; \quad L = 240{,}2\ \mu\text{H} .$$

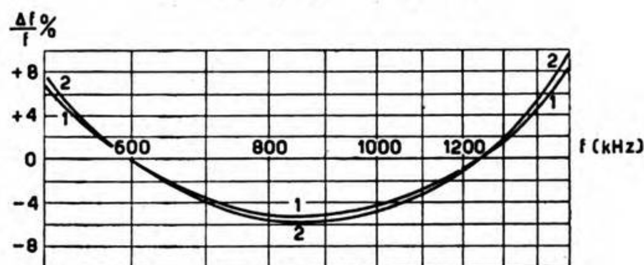


Fig. 11. — Diagrammi degli scarti di frequenza, per i due casi considerati negli esempi 7° e 8°, con induttanze uguali per il circuito selettore e per quello dell'oscillatore: oscillatore costituito secondo lo schema della fig. 2 (curva 1), o secondo quello della fig. 6 (curva 2).

Le frequenze di incrocio $(\alpha - f_0)$ e $(\beta - f_0)$ sono invece identiche a quelle del 5° e 6° esempio, cioè:

$$\alpha - f_0 = 603{,}4\ \text{kHz} ; \qquad \beta - f_0 = 1242{,}9\ \text{kHz} ;$$

e perciò ritroviamo gli stessi valori per x ed y e per α e β; sostituendo questi valori nella [37] e nella [38], ricaviamo:

$$C_3 = 5{,}981\ \mu\mu\text{F} ; \quad C_1 = 201{,}4\ \mu\mu\text{F} .$$

La curva 1 della fig. 11 dà i valori dello scarto di frequenza relativi a questo esempio.

Secondo caso.

Consideriamo ora il caso in cui il circuito selettore sia eseguito come nello schema della fig. 6.

Siano ancora α e β due frequenze particolari a cui corrispondano le capacità x e y del condensatore variabile C_2. Si hanno per α e β due espressioni identiche alla [14] e [15], sostituendo però L ad L_2:

$$[39] \qquad \alpha = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\left(C_3 + \frac{C_1 x}{C_1 + x}\right)}} ,$$

$$[40] \qquad \beta = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\left(C_3 + \frac{C_1 y}{C_1 + y}\right)}} .$$

Quadrando le reciproche di queste due espressioni e sottraendo membro a membro, si ottiene:

$$\frac{1}{\alpha^2} - \frac{1}{\beta^2} = 4\pi^2 L C_1^2 \frac{x - y}{(C_1 + x)(C_1 + y)} ,$$

e quindi:

$$[41] \qquad C_1 = \frac{(\beta^2 - \alpha^2)\left[-x - y + (x - y)\sqrt{1 + \frac{16\pi^2\alpha^2\beta^2 L x y}{(x - y)(\beta^2 - \alpha^2)}}\right]}{2\left[\beta^2 - \alpha^2 4\pi^2 L \alpha^2 - \beta^2 (x - y)\right]} .$$

Dalla [39] si ricava infine:

$$[42] \qquad C_3 = \frac{1 - 4\pi^2\alpha^2 L \frac{C_1 x}{C_1 + x}}{4\pi^2\alpha^2 L} .$$

Le [41] e [42] risolvono quindi il problema per il caso considerato.

8° *Esempio*. - I dati siano gli stessi del 4° esempio, ma con la condizione che siano uguali le induttanze del circuito selettore e di quello dell'oscillatore locale.

Come nel primo esempio, per il circuito selettore risulta:

$$C_a = 21{,}87\ \mu\mu\text{F} \ ; \qquad L = 240{,}2\ \mu\text{H} .$$

Le frequenze di incrocio $(\alpha - f_0)$ e $(\beta - f_0)$ sono identiche a quelle del 7° esempio e così pure x ed y, α e β.

Sostituendo tali valori nella [41] e quindi il valore risultante di C_1 nella [42], si ottiene:

$$C_1 = 192{,}0\ \mu\mu\text{F} \ ; \qquad C_3 = 4{,}213\ \mu\mu\text{F} .$$

La curva 2 della fig. 11 dà i valori dello scarto di frequenza calcolati in questo caso. Dal confronto dei due diagrammi di questa figura, con

quelli delle figure precedenti appare che la condizione di uguaglianza delle induttanze dei due circuiti è nettamente sfavorevole e non permette di conseguire un buon allineamento.

PARTE III.

CIRCUITI CON CAPACITÀ VARIABILI DIVERSE

Supponiamo ora di volere impiegare due condensatori variabili coassiali di capacità differenti e ricerchiamo a quali requisiti essi debbano soddisfare. Per ogni posizione dell'armatura mobile del condensatore doppio, si deve avere fra le due capacità una differenza tale che risulti costante la differenza fra le frequenze dei due circuiti, quello selettore e quello dell'oscillatore locale.

Per quanto si è detto nella parte 1ª, la minore delle due capacità deve essere quella da accoppiare al circuito dell'oscillatore, dato che questo deve normalmente essere accordato su una frequenza maggiore di quella del circuito selettore. È necessario adottare per i due circuiti lo stesso schema, indicato nella fig. 1, e, noto il valore di frequenza intermedia adoperato, si calcola quale debba essere la capacità della seconda sezione del condensatore variabile (quella dell'oscillatore) corrispondente ad un qualunque valore di capacità della prima sezione (quella del circuito selettore). Una difficoltà sorge però nei moderni radioricevitori a più gamme d'onda, dove, mentre per una gamma (ad esempio per le onde medie) si può avere un allineamento teoricamente perfetto, per le altre l'allineamento risulta poco approssimato.

Ne segue la inopportunità di usare per gamme di frequenze diverse da quella per la quale il condensatore variabile è stato progettato, lo stesso schema della fig. 1, come chiaramente apparirà dall'esempio qui sotto riportato.

9º *Esempio.* - Calcolo delle induttanze e delle capacità fisse e variabili del circuito selettore e del circuito dell'oscillatore, per un radioricevitore a due gamme di ricezione $5,5 \div 16,5$ MHz e $500 \div 1500$ kHz, con trasformatori di frequenza intermedia accordati su 350 kHz.

Dalle relazioni [1] e [2] si ha:

$$C_{a1} = 21,87 \ \mu\mu F \ , \qquad L_1 = 1,985 \ \mu H \ ,$$

indicando in questo esempio con indici 1 e 2 rispettivamente gli elementi del circuito selettore e dell'oscillatore, e supponendo che la prima sezione del condensatore variabile (cioè quella del circuito selettore) abbia una capacità massima di 400 μμF ed una minima di 25 μμF.

È logico ammettere, che anche la seconda sezione del condensatore variabile abbia la medesima capacità residua. Al condensatore C_a conviene attribuire il valore:

$$C_{a2} = C_{a1} \frac{\sqrt{\dfrac{f_{2\,max}}{f_{2\,min}}}}{\sqrt{\dfrac{f_{1\,max}}{f_{1\,min}}}} = 21{,}43\ \mu\mu F\ .$$

Deve aversi allora, se a è la massima frequenza da ricevere,

$$a + f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2(n + C_{a2})}}\ ,$$

da cui si ricava per L_2 il valore:

$$L_2 = 1{,}921\ \mu H\ .$$

In base a tale valore di induttanza, ricerchiamo quali debbano essere i valori della capacità della seconda sezione del condensatore variabile corrispondenti ai diversi valori della capacità della prima sezione, allo scopo di tracciare il profilo delle lamine. Tale capacità si ricava dalla relazione:

$$(C_2 + C_{a2}) = \frac{1}{4\pi^2 L_2 (f_1 + f_0)^2}\ ,$$

dove f_1 è la frequenza del circuito di accordo a radiofrequenza corrispondente ai vari valori della capacità della prima sezione del condensatore variabile.

Possiamo allora compilare la seguente tabella:

C_1	f_1	$f_1 + f_0$	C_2
25	16 500,0	16 850,0	25
37,5	14 660,0	15 010,0	37,08
50	13 325,0	13 675,0	49,06
75	11 477,5	11 827,5	72,81
100	10 232,9	10 582,9	96,28
150	8616,84	8966,84	142,53
200	7584,03	7934,03	188,00
250	6851,25	7201,25	232,79
300	6296,67	6646,67	276,99
350	5858,36	6208,36	320,61
400	5500,00	5850,00	363,80

In base ad essa si può tracciare il profilo delle lamine della seconda sezione del condensatore, in relazione a quello delle lamine della prima sezione. Supponiamo ora di dovere, con lo stesso condensatore variabile, coprire altre gamme di frequenze, per esempio una di onde medie da 500 a 1500 kHz, volendo conservare lo schema di fig. 1 per il circuito dell'oscillatore.

Applicando le relazioni [1] e [2] per i due circuiti, si ha, per il circuito di accordo a radiofrequenza:

$$C_{a1} = 21,87\ \mu\mu F \quad ; \qquad L_1 = 240,2\ \mu H \quad ;$$

e per il circuito dell'oscillatore

$$C_{a2} = 65,66\ \mu\mu F \quad ; \qquad L_2 = 81,63\ \mu H \quad .$$

Il risultato di questa disposizione appare dalla curva 1 della fig. 12: la differenza fra $(f_2 - f_0)$ ed f_1, che per la capacità minima e massima è nulla, cresce, come era prevedibile, per i punti intermedi raggiungendo valori estremamente alti. Supponiamo ora di ricorrere allo schema della fig. 2 per il circuito dell'oscillatore. I valori di α, β, γ sono uguali a quelli ricavati nel 1° esempio, mentre i valori di capacità si ottengono col seguente procedimento.

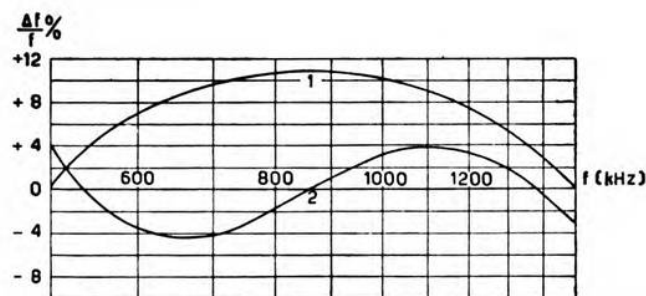


Fig. 12. — Diagrammi degli scarti di frequenza per i due casi considerati nell'esempio 9°, per ricevitori a più campi di frequenze con i condensatori variabili a sezioni di capacità differente: oscillatore costituito secondo lo schema della fig. 1 (curva 1), o secondo quello di fig. 2 (curva 2). Per la curva 2 le ordinate vanno ridotte a $^1/_{10}$.

Alle capacità x, y, z del 1° esempio corrispondono, per la gamma delle onde corte, le frequenze:

$$f_1(x) = 5884,52\ \text{kHz} \quad ; \quad f_1(y) = 9526,28\ \text{kHz} \quad ; \quad f_1(z) = 15\,421,8\ \text{kHz} \quad ;$$

alle quali corrispondono, per il circuito dell'oscillatore locale, le frequenze:

$$f_1(x) + f_0 = 6234,52\ \text{kHz} \; ;$$
$$f_1(y) + f_0 = 9876,28\ \text{kHz} \; ;$$
$$f_1(z) + f_0 = 15\,771,8\ \text{kHz} \; ;$$

a cui infine le capacità:

$$x = 317,7\ \mu\mu F \quad ; \qquad y = 113,7\ \mu\mu F \quad ; \qquad z = 31,57\ \mu\mu F \quad .$$

Ora, mediante le relazioni [8] [7] e [6], si ricavano:

$$C_3 = 29,60\ \mu\mu F \quad ; \qquad C_1 = 576,3\ \mu\mu F \quad ; \qquad L_2 = 149,2\ \mu H \quad .$$

La curva 2 della fig. 12 mostra il risultato fornito da questa seconda soluzione, che è dunque assai migliore della precedente.

Conclusione.

Tra le varie soluzioni possibili per attuare il comando unico dei condensatori nei ricevitori a cambiamento di frequenza, è per lo più da preferire quella, nella quale si usano induttanze diverse e capacità variabili uguali per i circuiti dell'oscillatore locale e del selettore per il segnale in arrivo, e si effettua la correzione di uno dei circuiti con capacità in serie (*padding*) e in parallelo (*trimmer*) al condensatore principale. Tale soluzione porta infatti al miglior compromesso tra semplicità costruttiva e bontà dei risultati, ed è generalmente adottata nei moderni radioricevitori.

D'altro canto l'attuale tecnica di costruzione dei condensatori variabili e fissi, ed il progresso raggiunto nei sistemi di misura di induttanze e di capacità, permettono di porsi in condizioni molto prossime a quelle teoriche. Vi sarebbero soluzioni del problema più approssimate, ma comportano l'impiego di condensatori variabili con sezioni a profilo diverso, e quindi sono di attuazione poco agevole.

BIBLIOGRAFIA

H. ANDREWES: Single Control Superheterodynes - Wir. World, 1931, XXIX, p. 616.

R. C. COUPPEZ: Les superhétérodynes à commande unique - Onde Él., 1936, XV, p. 604.

F. GALOTTI: Il comando unico negli apparecchi a cambiamento di frequenza - Boll. R. T. R. E., 1930, IX, p. 18.

G. LEHMANN: Note sur l'alignement des récepteurs superhétérodyne à commande unique - Onde Él., 1937, XVI, p. 132.

L. SACCO: Il comando unico nei ricevitori a supereterodina - Dati e Memorie sulle Radiocomunicazioni, 1932, IV, p. 359.

L. B. SKLAR: The padding Condenser - Electronics, 1937, X, p. 42.

C. P. SINGER: Ganging a Superhet - W. E., 1936, XIII, p. 307.

A. L. M. SOWERBY: One Knob Control for Superheterodynes - Wir.World, 1932, XXX, p. 320.

A. L. M. SOWERBY: « Ganging » the tuning Controls of Superheterodyne Receiver - W. E., 1932, IX, p. 70.

XLIII RIUNIONE ANNUALE DELL'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA (TORINO, 1938)

Nella Sezione Comunicazioni Elettriche, dell'annuale Riunione dell'Associazione Elettrotecnica Italiana, è stato quest'anno trattato il tema « Elettroacustica », sul quale sono state presentate oltre quaranta memorie, che ne esaminano i vari problemi specifici e numerose questioni affini.

Le sedute tecniche della XLIII Riunione Annuale dell'Associazione Elettrotecnica Italiana, svoltasi quest'anno in Torino, sono state tenute nei giorni 19, 20 e 21 settembre nei locali dell'Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris. Com'è consuetudine da qualche anno, i lavori sono stati divisi in due sezioni per i due temi « Illuminazione e applicazioni elettriche domestiche » ed « Elettroacustica »; ma, come era stato auspicato l'anno scorso alla Riunione di Bari, la prima seduta è stata svolta a sezioni riunite, per gli argomenti di interesse generale.

I lavori della seconda sezione, sui quali si riferisce in questa sede, sono stati presieduti da S. E. Vallauri, dal professore Bordoni e dal professore Perucca, coadiuvati dal professore Vecchiacchi e dall'ingegnere Gigli.

Le memorie sono state suddivise in gruppi, per affinità di argomenti trattati, e su ciascun gruppo complessivamente si è poi aperta la discussione; questo sistema ha dato ottimo risultato e le discussioni sono state spesso vivacissime e interessanti.

Un primo gruppo di memorie è quello, su alcuni problemi generali, trattato nella seduta a sezioni riunite; il professore Sacerdote espone la memoria di A. Barone, sull'*analisi dei suoni*, M. Federici fornisce interessanti notizie sull'*audiogoniometria aerea e subacquea* e P. Pontecorvo svolge alcune *considerazioni sulla dinamica dei suoni*, che suggeriscono al professore Bordoni interessanti osservazioni sulla dinamica della musica radiodiffusa. Infine Padre Gemelli riferisce ampiamente col corredo di istruttive proiezioni, sull'analisi delle *variazioni individuali del linguaggio*.

Un secondo gruppo di memorie studia i trasduttori elettroacustici, cioè quegli organi, che effettuano il passaggio dai suoni alle oscillazioni elettriche e viceversa. A. Manfredi si occupa delle *proprietà elastiche e meccaniche dei coni degli altoparlanti a bobina mobile*, R. Rago riferisce circa alcuni *esperimenti su fenomeni transitori in altoparlanti dinamici*, M. Santoro parla dell'applicazione agli altoparlanti elettrodinamici del *metodo Corbino per la taratura dei microfoni* e infine il professore Vecchiacchi riassume le memorie Borsarelli, *altoparlanti di grande potenza*, e Crescini, *misure su altoparlanti*; la memoria Rago dà origine ad una vivace discussione, sui confronti nel comportamento degli altoparlanti nei transitori e a regime, alla quale prendono parte Bordoni, Federici, Dilda, Boella, Cocci e Vecchiacchi.

A. Gigli quindi riassume la propria memoria sulla *teoria generale e classificazione dei microfoni* e quella di C. Crescini sui *microfoni ad alta qualità*; successivamente vengono esposte le memorie Madia, *proprietà fisiche dei microfoni a carbone*, e Paolini, *criteri di progetto e tarature comparative di microfoni elettrostatici*.

Sono riassunte dagli autori le memorie Ferrari-Toniolo, su *teoria e prove del ricevitore telefonico*, e Pinciroli, sui *rivelatori elettrofonografici*, dall'ingegnere Federici quella di G. Boselli « *pickup piezoelettrici* »; segue una discussione sui fonorivelatori, cui prendono parte Monti-Guarnieri, Federici e Pinciroli, e in fine Boella, prendendo lo spunto dal titolo della memoria Boselli, raccomanda vivamente la proprietà del linguaggio tecnico e la eliminazione dei termini stranieri.

Anche la successiva memoria Treves, sui *recenti perfezionamenti negli apparecchi telefonici di abbonato*, dà origine ad una vivace discussione tra Calosi, Vecchiacchi, Bordoni e Federici, nella quale si palesa la moderna tendenza a migliorare la qualità dei servizi telefonici di abbonato.

Viene quindi esaminato un gruppo di memorie su argomenti vari, più propriamente appartenenti a rami della tecnica adiacenti all'elettroacustica.

M. Boella espone le linee essenziali della sua memoria, sul *calcolo e progetto dei trasformatori di modulazione*, e la sua relazione è integrata e confermata da interessanti osservazioni del professore Vecchiacchi sulle perdite nel ferro con le frequenze acustiche; M. Federici riferisce su un *metodo di misura del ritardo di trasduttori elettroacustici*, M. Nuovo parla dei *limitatori di ampiezza nella tecnica delle comunicazioni*, S. Bertolotti tratta degli *amplificatori autoregolati*, e U. Brusaferro riassume la memoria scritta in collaborazione con M. Vecellio sugli *apparecchi autoregolatori della dinamica*; queste ultime tre relazioni dànno spunto ad una nuova discussione sulla riproduzione della dinamica dei suoni, cui prendono parte Bordoni, Vecchiacchi e Bertolotti.

Ancora nel gruppo degli argomenti vari, G. Zanarini tratta di un *nuovo sistema di controreazione*, C. Pozzi riferisce su tipi speciali di *tubi elettronici per impianti elettroacustici* e, su domanda di Vecchiacchi,

fornisce interessanti chiarimenti sui metodi seguiti per ridurre il rumore di fondo negli amplificatori.

Segue un gruppo di memorie sulla trasmissione, diffusione e riproduzione dei suoni, che sono oggetto di notevole attenzione e suscitano vivaci scambi d'idee. Santoro riassume la memoria Di Roberto sulla *incidenza di alcuni fenomeni parassiti sulla erogazione delle frequenze acustiche dai radioricevitori*; e D. Faggiani la propria, *sorgenti con risuonatore e correzione acustica degli apparecchi riceventi*; G. Sacerdote espone alcune sue opinioni sul problema trattato dal relatore e si accende una interessante discussione sui dispositivi di correzione acustica degli apparecchi, alla quale partecipano pure Gigli, Monti-Guarnieri, Vecchiacchi.

La successiva memoria Massarelli sulla *tecnica della cinematografia sonora ad alta fedeltà*, riassunta da M. Santoro, dà lo spunto a G. Sacerdote per dare alcune notizie su recenti sviluppi della tecnica in tale campo e fornire anche, incidentalmente, qualche ragguaglio sul nuovo promettente sistema di cinematografia a colori, a interferenza di luce.

Dopo l'esposizione fatta dal comandante Ciaccia della memoria Rosani sulla *segnalazione acustica subacquea*, M. Santoro riferisce circa le *misure acustiche di linearità sui radioricevitori*; la sua proposta, di stabilire una camera tipo per le prove acustiche di carattere industriale, suscita una notevole discussione, cui prendono parte Gigli, Faggiani, Sacerdote, Boella e Monti-Guarnieri, a proposito della convenienza di eseguire le prove in camera riverberante o in camera assorbente o in fine in un locale di caratteristiche ben determinate, che si approssimino a quelle degli ambienti normali.

Come ultime del gruppo, sono riassunte la memoria Vecellio e Brusaferro, sui *recenti perfezionamenti della misura del suono*, e la memoria Maione, sui *fenomeni di propagazione negli impianti di riproduzione radiogrammofonica*, la quale dà luogo ad alcune osservazioni per parte di Vecchiacchi e di Dilda.

Il successivo gruppo di memorie, sull'acustica architettonica ed edile, si inizia con una memoria di G. Sacerdote, sulla *riverberazione*, la quale provoca una piccola discussione sul comportamento dei materiali assorbenti con le varie frequenze: è apparso, da questo scambio di idee, che la produzione italiana di tali materiali comprende attualmente una notevole varietà di prodotti con soddisfacenti caratteristiche.

A. Gigli riassume quindi le sue due memorie, su *metodi elettrici per lo studio acustico delle sale* e su *proprietà acustiche dei materiali e loro misura*; E. Paolini richiede alcuni schiarimenti sulla precisione delle misure acustiche sulle sale, ai quali il relatore risponde, dimostrandosi ottimista sulle attuali possibilità di misura e di calcolo preventivo delle sale e auspicando infine che vengano eseguite misure sulle sale acusticamente più rinomate, per vedere quali effettivamente siano le caratteristiche soddisfacenti.

La relazione di A. Filipponi, sulle *misure dei rumori nei problemi di ingegneria*, dà origine ad una discussione sulla convenienza di mantenere la nota scala in phon per le sensazioni auditive, che è da qualche tempo oggetto di critiche.

Dopo il riassunto delle memorie Rama, sui *filtri acustici*, e Mueller, sui *disturbi dei riflettori ad arco*, si passa all'ultimo argomento, che è quello degli ultrasuoni. A. Ciaccia riassume la memoria sua, sui *generatori di ultrasuoni*, e quella di G. Oggioni, su l'*utilizzazione degli ultrasuoni*. R. Rago riassume poi la memoria Federici, sulla *emissione e ricezione di ultrasuoni con dispositivi a magnetostrizione*, e quindi la propria su un nuovo interessante *ecometro subacqueo*, studiato e costruito in Italia; C. L. Mendel tratta del « *metodo delle strie* », *adoperato per l'indagine dei campi ultrasonori nei liquidi*. Infine M. Ponzio fa un'ampia relazione sugli *effetti fisiologici degli ultrasuoni*, dalla quale appare quanto proficua possa risultare una stretta collaborazione tra fisici e biologi.

A chiusura delle riunioni, il professore Perucca, che presiedeva l'ultima seduta, ha brevemente commentato il grandioso sviluppo assunto in pochi anni dalla moderna elettroacustica, sorta dal vecchio tronco dell'acustica dei secoli scorsi.

M. B.

RECENSIONI

AMPLIFICATORI.

W. L. Everitt e K. Spangenberg — **La corrente di griglia come fattore influenzante il progetto di amplificatori di potenza con tubi a vuoto.** (Proc. I.R.E., maggio 1938, XXVI, 5, pag. 612-639, con 20 fig.).

Nella letteratura si trovano numerose ed ottime trattazioni sul comportamento del circuito anodico di un amplificatore di potenza; lo studio del circuito di griglia, il quale ha certamente una notevole influenza sul funzionamento complessivo, viene invece generalmente trascurato a causa delle difficoltà che esso presenta.

Diversi autori hanno ricercato relazioni per calcolare la potenza assorbita e quella dissipata sulla griglia; ma quelle trovate contengono tutte elementi che devono essere dedotti da dati sperimentali o calcolabili con difficoltà, poichè fra l'altro, in seguito all'emissione secondaria, le caratteristiche statiche di griglia hanno un andamento complicato e difficilmente rappresentabile in forma analitica. Gli autori si sono proposti di studiare tubi senza emissione secondaria; tali tubi sono attuabili con particolari cure ed in ogni modo i risultati ottenuti si possono applicare anche al caso generale, perchè l'emissione secondaria può soltanto ridurre la corrente di griglia e fornire quindi un ulteriore margine di sicurezza sui calcoli.

Con le ipotesi fatte la corrente spaziale totale (corrente di placca, più corrente di griglia) è sempre data dalla nota equazione:

$$i_s = K \left(e_g + \frac{e_p}{\mu} \right)^a ,$$

mentre la suddivisione di detta corrente tra i due elettrodi è funzione solo dell'andamento geometrico dei relativi campi, e quindi varia solo al variare del rapporto tra le tensioni dei due elettrodi; questa ipotesi è stata verificata sperimentalmente e si è visto che questa funzione può essere posta sotto la forma:

$$\frac{i_p}{i_g} = \delta \left(\frac{e_p}{e_g} \right)^{1/2}$$

dove δ è una costante caratteristica del particolare tubo usato che, negli esempi riportati, varia tra 2 e 5. Combinando queste due formule si ottiene l'espressione finale della corrente di griglia:

$$i_g = \frac{K\,(e_g + e_p/\mu)^a}{1 + \delta\sqrt{e_p/e_g}}\,.$$

Un'ulteriore semplificazione si è poi ottenuta studiando la forma d'onda in un amplificatore. Indicato con Θ_g il semiangolo di circolazione della corrente di griglia definito da:

$$\cos\Theta_g = \frac{E_c}{E_g}$$

(E_c ed E_g sono rispettivamente la tensione di polarizzazione ed il valore massimo della componente alternativa della tensione di griglia), si è notato: che la forma d'onda è intermedia tra quella di un triangolo e quella corrispondente al quadrato di un seno; che la forma d'onda influisce poco sulle varie relazioni; che la potenza assorbita è data da:

$$W_d = E_g\,I_{g0}\,t\,(\Theta_g) \quad \text{con} \quad t\,(\Theta_g) = \frac{2\,(1 - \cos\Theta_g)}{\Theta_g^{\,2}}\,,$$

e quella dissipata sulla griglia da:

$$W_g = E_g\;I_{g0}\;[t\,(\Theta_g) - \cos\Theta_g]\,.$$

I_{g0} è la corrente continua di griglia espressa dalla relazione:

$$I_{g0} = \frac{\Theta_g}{h\,\pi}\cdot\frac{K\left(e_{gm} + \dfrac{e_{pm}}{\mu}\right)^a}{1 + \delta\sqrt{e_{pm}/e_{gm}}}$$

(e_{gm} = tensione massima di griglia; e_{pm} = tensione minima di placca), nella quale il fattore di forma:

$$h = \frac{i_{gm}}{I_{g0}}\cdot\frac{\Theta_g}{\pi}$$

risulta variabile tra 1,8 e 2,0 ed è in genere prossimo a 2. La funzione $t\,(\Theta_g)$ infine è 1 per Θ_g piccolo e scende a 0,8 per $\Theta_g = 90^\circ$. Con le varie formule date si possono, per ogni condizione di funzionamento, determinare la potenza assorbita e quella dissipata sulla griglia. Il progetto completo dello stadio viene effettuato in modo normale; si determinano le condizioni ottime tenendo conto soltanto del circuito anodico e si calcolano in corrispondenza le condizioni cui deve soddisfare la griglia; si varia poi l'eccitazione di griglia, variando gli altri fattori in modo da tenere costante la dissipazione anodica, e si segue il valore della dissipazione di griglia fino a che non raggiunge il limite desiderato. Il metodo è illustrato da numerosi esempi, con riferimento al sistema di calcolo del circuito anodico, già studiato dall'autore.

G. C.

CIRCUITI, QUADRIPOLI, FILTRI.

H. SALINGER — **Nota sulla caratteristica di frequenza delle reattanze.** (Proc. I. R. E., gennaio 1938, XXVI, 1, pag. 107-111, con 2 fig.).

Come conseguenza del teorema di Foster sull'impedenza delle reti a due morsetti prive di resistenza, una qualunque rete di pure reattanze si può rappresentare mediante uno degli otto schemi indicati nelle fig. 1 e 2, a seconda dei valori della reattanza per frequenza zero e per frequenza infinita. Gli schemi di fig. 2 sono ordinatamente equivalenti a quelli di fig. 1.

Fig. 1. — Schemi equivalenti in parallelo di una rete di reattanze.

Se allora si considera la somma di tutti gli intervalli di frequenza in cui la reattanza della rete ha un valore compreso tra Z e $Z + dZ$ o tra $-Z$ e $-Z - dZ$, essendo Z un valore fisso assegnato, si trova che per i casi *a*) e *d*) essa coincide con la somma di tutti gli intervalli di frequenza in cui la reattanza della capacità C_0, presa isolatamente, è compresa tra gli stessi limiti, mentre per i casi *b*) e *c*) essa coincide con la somma analoga relativa all'induttanza M_0.

Fig. 2. — Schemi equivalenti in serie di una rete di reattanze.

Analogamente la somma di tutti gli intervalli di lunghezza d'onda, in cui la reattanza di una rete assegnata è compresa tra gli stessi limiti sopra indicati, è uguale alla stessa somma per la prima capacità K_0 dello schema equivalente in serie, per i tipi *a*) e *b*), ed a quella relativa alla prima induttanza in parallelo L_0, per i tipi *c*) e *d*).

La proprietà è importante per la determinazione delle fluttuazioni di tensione in una rete. Era stata segnalata in precedenza, ma riceve qui la prima dimostrazione rigorosa.

R. S.

H. RODER — **Teoria del circuito discriminatore per sistemi di comando automatico di frequenza.** (Proc. I. R. E., maggio 1938, XXVI, 5, pag. 590-611, con 21 fig.).

Il circuito discriminatore di frequenza, per un sistema di comando automatico in un radioricevitore, è stato da tempo descritto; ma non si

aveva ancora una teoria particolareggiata del suo funzionamento. L'autore considera un circuito generale, dal quale possono essere derivate le varie forme di discriminatore di frequenza oggi in uso, e risolve le equazioni del circuito in modo da ottenere formule che esprimano in modo completo ed esatto il funzionamento dell'apparato. Tali formule sono alquanto complesse, ma parte degli elementi che interessano possono essere ottenuti con espressioni semplificate; il significato delle espressioni rimanenti può essere illustrato mediante curve.

Vengono segnalate la distorsione e la scarsa selettività che si ottengono quando si vogliano usare i due diodi, necessari per la discriminazione di frequenza, sia per ricavare la tensione per il comando automatico di frequenza, sia per la rettificazione normale del segnale a frequenza musicale. La distorsione è lieve, ma può risultare avvertibile in ricevitori ad alta fedeltà.

Un funzionamento generale molto migliore si ottiene destinando un terzo diodo, con circuito separato, alla rettificazione del segnale musicale.

G. C.

DISTURBI E FENOMENI PERTURBATORI.

F. E. LUTKIN — **Registrazione direttiva di disturbi atmosferici.** (J.I.E.E., marzo 1938, LXXXII, 495, pag. 289-302, con 9 fig.).

Due aerei a quadro rettangolare, aventi in comune una mediana mantenuta in posizione verticale ed i cui piani siano disposti mutuamente ad angolo retto, ed una breve antenna verticale connessa elettricamente con uno dei quadri, qualora opportunamente accoppiati, forniscono un sistema capace di ricevere segnali, la cui direzione di propagazione sia compresa in un angolo molto ristretto. Se il sistema è fatto ruotare intorno all'asse verticale comune ai due quadri, diventa possibile selezionare i segnali provenienti dalle diverse direzioni. Il segnale ricevuto può essere registrato su un tamburo ruotante con moto sincrono con il sistema d'aereo.

Il sistema ricevente attuato dall'autore era accordato su una frequenza di 10 kHz e l'aereo compiva quattro rotazioni complete per ogni ora. Tale complesso fu adoperato nel « National Physical Laboratory » dal settembre 1930 al maggio 1933 per registrare la ricezione di impulsi transitori derivanti da perturbazioni atmosferiche.

Da alcuni diagrammi tipici di registrazione risulta come si siano osservati: 1) durante l'inverno, entro uno stretto settore nella direzione N-W perturbazioni durante tutte le 24 ore; 2) pure durante l'inverno, nella direzione W, perturbazioni principalmente nelle ore notturne; 3) sempre in inverno e nella direzione S-E perturbazione nelle prime ore del mattino; 4) in estate perturbazioni provenienti da direzioni molto diverse: ciascuna sorgente di perturbazioni era attiva soltanto per poche ore; 5) eccezionalmente, quando si manifestavano temporali

in vicinanza della stazione, perturbazioni provenienti da direzioni variabili costantemente, e spesso rapidamente, con il tempo; 6) in ottobre e in novembre disturbi durante tutte le 24 ore determinati da due settori attivi, di cui uno, nella direzione S, raggiungeva il suo massimo durante il giorno, mentre l'altro, nella direzione N-W, predominava di notte.

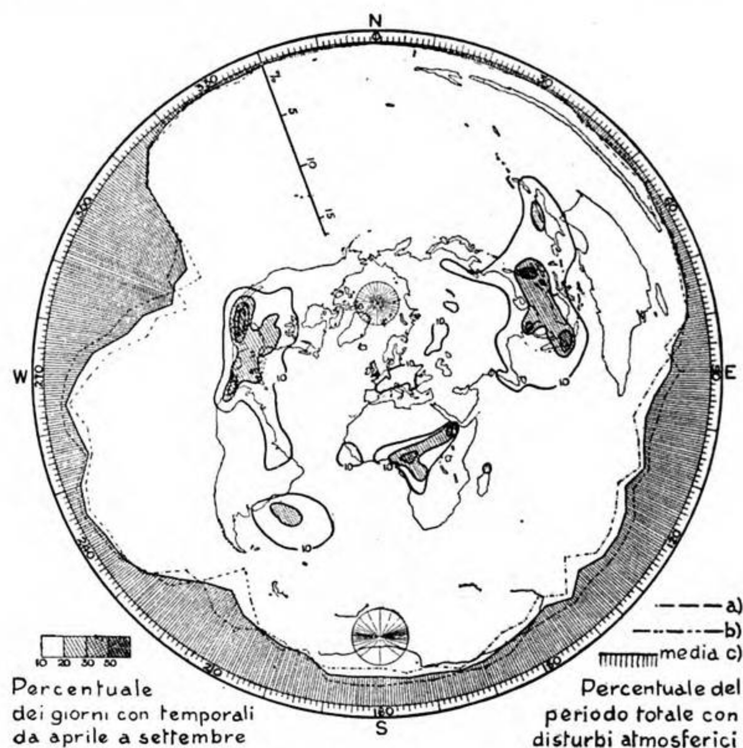


Fig. 1. — Distribuzione geografica delle zone temporalesche e distribuzione azimutale della frequenza dei disturbi.

I risultati delle registrazioni sono stati raggruppati in grafici mensili dai quali si è ricavata la distribuzione mensile delle perturbazioni in funzione dell'azimut della direzione di provenienza. In corrispondenza si nota: 1) la persistenza di sorgenti di perturbazioni nella direzione W, durante le ore notturne per tutto l'anno; 2) uno spostamento verso N delle sorgenti notturne all'avvicinarsi dell'estate; 3) un'analogia tra la distribuzione azimutale antimeridiana e pomeridiana; 4) l'aumento dell'attività nel settore più perturbato durante le ore pomeridiane; 5) la limitazione al periodo estivo dell'attività delle sorgenti nella direzione S-E.

I risultati sono poi stati confrontati con la carta meteorologica della distribuzione delle zone temporalesche, arrivando alla conclusione che la maggior parte degli atmosferici, producenti perturbazioni nella ricezione di onde lunghe in Inghilterra, è dovuta ad attività temporalesche in zone lontane. Tali disturbi subiscono attenuazioni durante la propagazione dalla zona d'origine alla stazione ricevente, variabili a seconda delle condizioni di ionizzazione delle regioni atmosferiche attraversate durante la propagazione. Le sorgenti americane producono la maggior parte dei disturbi con intensità di campo superiore ad 1 mV/m. Le cause delle perturbazioni pomeridiane e serali in estate sono da ricercarsi in zone temporalesche europee. Invece le sorgenti americane producono effetti dominanti durante la notte e di prima mattina.

In figura 1 è riportato un grafico dimostrativo, in cui la superficie terrestre è rappresentata in modo da conservare le distanze e le direzioni reali dal centro della mappa a qualsiasi punto della terra. Sulla mappa sono segnate le zone temporalesche con diverso tratteggio a seconda del numero percentuale di giorni temporaleschi riferito ai sei mesi estivi (aprile÷settembre). Sul contorno sono riportati i valori della frequenza delle perturbazioni in corrispondenza delle diverse direzioni di arrivo e per gli anni 1931 e 1932. Le conclusioni tratte sono così rese evidenti.

R. S.

J. A. PIERCE — **Ionizzazione anormale nella regione E della ionosfera.** (Proc. I. R. E., luglio 1938, XXVI, 7, pag. 892-908, con 7 fig.).

La registrazione dell'intensità di campo, generata da una stazione di radiodiffusione (W1XK) con onda portante di 9,57 MHz, ad una distanza di poco inferiore a 30 km, ha rivelato una nuova serie di fenomeni, legati allo stato particolare dell'alta atmosfera. A detta distanza dalla trasmittente, il segnale ricevuto proviene per la maggior parte da riflessioni nella regione F_2. In conseguenza nelle ore notturne il campo si riduce a valori molto piccoli.

Parallelamente alle brusche evanescenze, già profondamente studiate da Dellinger [1], furono osservate, alla sera o di prima mattina, improvvise riapparizioni (*bursts*) del segnale, corrispondenti a bruschi aumenti dell'intensità di campo; la quale resta però sempre inferiore al valore medio diurno. Le une e le altre sarebbero dovute ad un aumento dell'intensità di ionizzazione della regione E: tale aumento provoca una maggiore attenuazione lungo il percorso delle onde che attraversano la regione E e sono riflesse dalla regione F, unitamente ad una parziale riflessione nella regione E stessa. Di giorno, quando la regione F è riflettente, il primo fenomeno risulta di gran lunga predominante mascherando il secondo; il segnale risulta attenuato; di notte, quando la regione F è trasparente, è invece predominante il secondo: il segnale risulta aumentato.

(1) Proc. I.R.E., 1937, XXV, p. 1253; A. F., 1938, VII, p. 180.

I fenomeni osservati si possono spiegare ammettendo che l'aumento di ionizzazione sia limitato ad un piccolo volume della regione E; esso potrebbe allora essere dovuto al passaggio di meteore. Questa ipotesi spiegherebbe il carattere locale del fenomeno ed il suo andamento nel tempo (rapido aumento o diminuzione dell'intensità di campo, dovuto alla ionizzazione, e lento ripristinarsi delle condizioni normali, a causa della diffusione e della neutralizzazione degli ioni prima prodotti).

Il confronto dei dati astronomici, relativi al numero ed alle dimensioni delle meteore, con i risultati delle misure di campo conferma, nelle sue grandi linee, l'ipotesi ammessa.

R. S.

ELETTROFISICA E MAGNETOFISICA.

C. H. BACHMAN e C. W. CARNAHAN — **Ioni negativi nei fasci di raggi catodici.** (Proc. I. R. E., maggio 1938, XXVI, 5, pag. 529-539, con 8 fig.).

È noto da qualche tempo che sullo schermo dei tubi a raggi catodici per televisione muniti di sistema ottico elettrostatico, dopo un periodo di funzionamento, che varia da pochi minuti a molte ore, appaiono zone della forma e delle dimensioni della macchia prodotta dal fascio elettronico in condizioni di riposo; le quali presentano un colore diverso da quello dello schermo o sono addirittura più scure della superficie di questo. Esse vennero chiamate « macchie nere ». Il tempo necessario alla loro comparsa dipende dalla costruzione del tubo, dal tipo di schermo fluorescente e dalle tensioni di lavoro. Esse sono dovute alla presenza nel fascio catodico di ioni negativi pesanti, i quali risultano deviati dai campi elettrostatici del sistema ottico, mentre non subiscono apprezzabilmente l'influenza dei campi magnetici deviatori.

Allo scopo di determinare la natura di questi ioni, è stato attuato un sistema analogo ad uno spettrografo di massa. Ad un ordinario tubo catodico per televisione è stato per ciò adattato un potente elettromagnete, il cui campo si trova sul cammino del raggio catodico dopo che questo ha abbandonato il sistema ottico concentratore. Gli autori hanno in tal modo separato sullo schermo particelle per le quali il rapporto m/e tra massa e carica è compreso fra 12 e 261 (l'unità di misura è il rapporto m/e per l'ione H^+). Una taratura preventiva consente di ricavare, dalla posizione della macchia nera prodotta sullo schermo, il valore del rapporto m/e.

Variando la temperatura del catodo o il valore delle tensioni acceleratrici e concentratrici o il grado di vuoto, sono stati identificati i seguenti ioni negativi, accanto ai simboli dei quali sono riportati (fra parentesi) i valori del rapporto m/e:

C^-(12), O^- od O_2^{--} o CH_4^-(16), H_2O^-(18), F^-(19), CN^- o $C_2H_2^-$(26), NO^- o $HCHO^-$(30), O_2^-(32), Cl^-(35), Ca^-(40), CaO^-(56), $Ca(OH_2)^-$(74), SrO_2^-(120), BaO_2^-(169), $Ba(NO_3)_2^-$(261).

Appare quindi evidente la presenza di molecole emesse dal catodo insieme ad altri ioni, di cui è difficile stabilire la provenienza.

Lo studio ha carattere di informazione preliminare e contiene un accenno ad una possibile interpretazione del cambiamento di colore o dell'annerimento dello schermo. Uno studio più completo è in via di elaborazione.

R. S.

FONOGRAFIA E CINEMATOGRAFIA SONORA.

A. E. Barrett e C. J. F. Tweed — **Alcuni aspetti della registrazione magnetica e delle sue applicazioni alla radiodiffusione.** (J. I. E. E., marzo 1938, LXXXII, 495, pag. 265-288, con 23 fig.).

Il sistema di registrazione magnetica originariamente introdotto dal Poulsen per aumentare la velocità delle trasmissioni telegrafiche, fu più tardi applicato alla telefonia, e nel 1930 la B.B.C. (« British Broadcasting Corporation ») e la Compagnia Marconi iniziarono gli studi per la sua utilizzazione nel campo delle radiodiffusioni.

Il processo si basa su due proprietà dell'acciaio: il magnetismo residuo e la forza coercitiva.

Un nastro di acciaio, previamente portato al suo punto di saturazione per renderne uniforme la distribuzione della intensità di magnetizzazione, scorre con velocità costante nel campo di una bobina registratrice; la magnetizzazione del nastro, che così si produce, viene a sovrapporsi a quella residua ed è proporzionale alla corrente microfonica.

Facendo poi scorrere lo stesso nastro nel circuito magnetico di una bobina riproduttrice si determinano in questa variazioni di flusso, originando f. e. m. variabili, che, nel caso ideale, sono esattamente proporzionali alle variazioni del flusso registratore.

Il nastro può essere magnetizzato sia longitudinalmente sia trasversalmente: il primo metodo si è però rivelato migliore.

Il flusso della bobina registratrice è costituito da due componenti: una costante, di direzione contraria al magnetismo residuo, serve a portare il nastro in un punto del ciclo d'isteresi adatto ad una registrazione fedele; la seconda, alternativa, traduce il programma da registrare.

Il nastro così magnetizzato, viene ad essere come costituito da tanti magnetini con i poli dello stesso nome affacciati (fig. 1). Se, per esempio, la corrente di eccitazione ha la frequenza f e il nastro si muove con velocità u, l'intensità di magnetizzazione varia secondo una sinusoide di lunghezza d'onda $\lambda = u/f$, e la lunghezza dei magnetini risulta uguale a $\lambda/2$. Il flusso che si chiude esternamente al nastro, ha anch'esso un andamento sinusoidale, con la stessa lunghezza d'onda, ma presenta una differenza di fase di 90° rispetto al flusso interno al nastro stesso.

Il processo descritto non assicura una perfetta fedeltà. Una prima causa di distorsione è dovuta al fatto che i poli della bobina registratrice non sono di larghezza infinitesima e che il flusso uscente da essi si allarga;

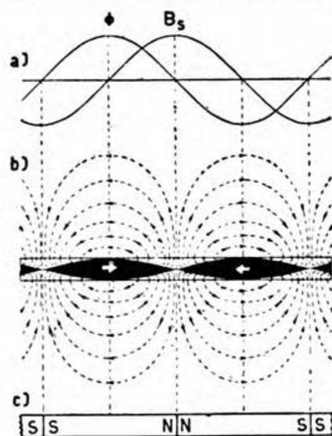


Fig. 1. — Distribuzione del flusso nel nastro: *a* - distribuzione del flusso longitudinale e della densità superficiale B_s del flusso esterno; *b* - rappresentazione del flusso longitudinale e di quello esterno; *c* - disposizione dei magnetini equivalenti.

la magnetizzazione del nastro non è quindi perfettamente sinusoidale e vengono introdotte armoniche di ordine dispari. Un'altra causa di distorsione è l'azione magnetizzante che hanno i magnetini l'uno rispetto all'altro; questo effetto è tanto più sensibile quanto più essi sono corti e quindi quanto più elevata è la frequenza.

L'intensità del segnale da registrare è limitata superiormente dalla necessità di non uscire dalla zona lineare del ciclo di isteresi, inferiormente

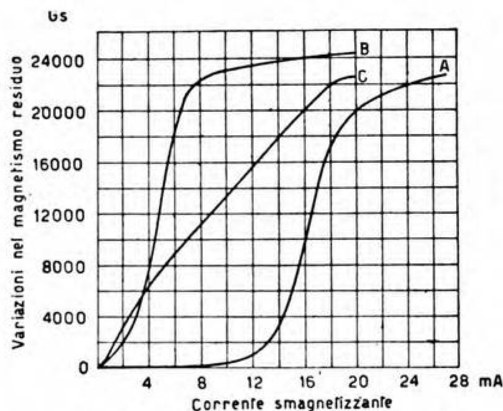


Fig. 2. — Confronto fra curve di magnetismo residuo per rocchetti e per espansioni polari: *A* - rocchetto avvolto intorno al nastro; *B* - lo stesso rocchetto avvolto intorno a un'espansione polare; *C* - lo stesso rocchetto avvolto intorno a un'espansione polare appuntita.

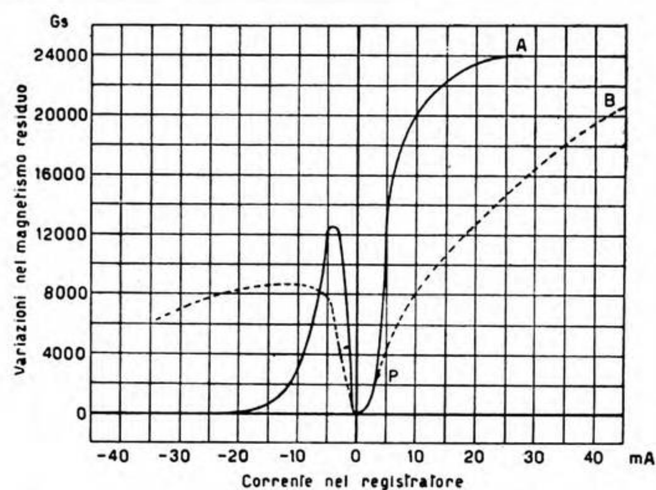


Fig. 3. — Curve di magnetismo residuo per due espansioni polari: *A* - poli con estremità larghe; *B* - poli con estremità appuntite.

dal rumore di fondo che si produce inevitabilmente per effetto della non uniformità magnetica e meccanica del nastro e delle vibrazioni del nastro stesso e dei poli della bobina di riproduzione.

Per determinare le proprietà del nastro di acciaio sono state eseguite prove statiche sottoponendolo all'azione di campi magnetici costanti di valori successivamente diversi; sono state così ottenute: la famiglia completa delle curve di magnetizzazione per tutti i valori di J (intensità di magnetizzazione) compresi tra i due punti di saturazione; le curve che dànno la variazione del magnetismo residuo del nastro, quando questo, dopo essere stato portato alla saturazione, venga sottoposto all'azione

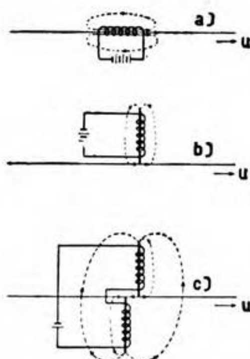


Fig. 4. — Sistemi di registrazione: *a* - rocchetto; *b* - un polo; *c* - due poli.

di un campo smagnetizzante: queste ultime riassumono il comportamento del nastro durante la registrazione. Le prove eseguite col nastro fermo o in moto non hanno dato sensibili differenze.

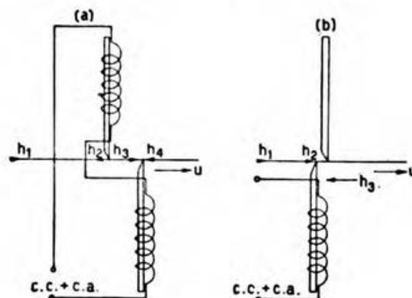


Fig. 5. — Sistemi di registrazione: *a* - sistema D.P.; *b* - sistema S.P.I.

Il grafico di figura 2 mostra l'influenza del sistema di magnetizzazione: usando una bobina avvolta intorno al nastro si ottiene la curva *A*; ponendo la stessa intorno a un polo di stalloi, la curva *B*; e infine usando un polo con estremità appuntite, la curva *C*. Usando invece un sistema a due poli le curve sono più complesse a causa della presenza di tre campi che agiscono successivamente e con diverso effetto a seconda dello stato

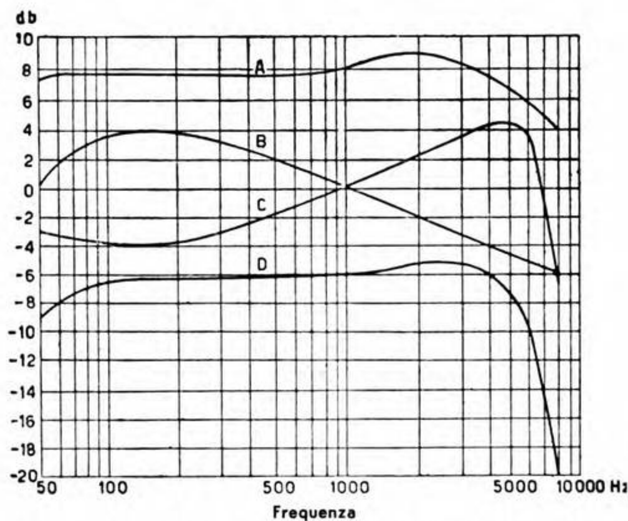


Fig. 6. — Caratteristiche di risposta del sistema D. P.: *A* - bobina registratrice; *B* - bobina registratrice-nastro-bobina riproduttrice; *C* - amplificatore di riproduzione; *D* - sistema completo.

di magnetizzazione del nastro. La curva *A* della figura 3 è stata ottenuta con poli a estremità larghe, mentre per la curva *B* esse erano appuntite.

Per saturare il nastro prima della registrazione, possono essere usati con buoni risultati indifferentemente i tre schemi indicati in figura 4.

Per la registrazione si possono usare vari schemi: a un polo solo, a due poli leggermente sfalsati, a due poli molto sfalsati. Attualmente sono usati dalla B. B. C. e dalla Compagnia Marconi rispettivamente i due schemi indicati nella figura 5, noti coi nomi di sistema D. P. e sistema S. P. I. Per la riproduzione è usato in ambedue i casi il sistema a polo unico.

I grafici delle figure 6 e 7 indicano per questi due sistemi le caratteristiche di frequenza: *A* - per la bobina registratrice; *B* - per il sistema bobina registratrice-nastro-bobina riproduttrice; *C* - per l'amplificatore di riproduzione; *D* - per il sistema completo.

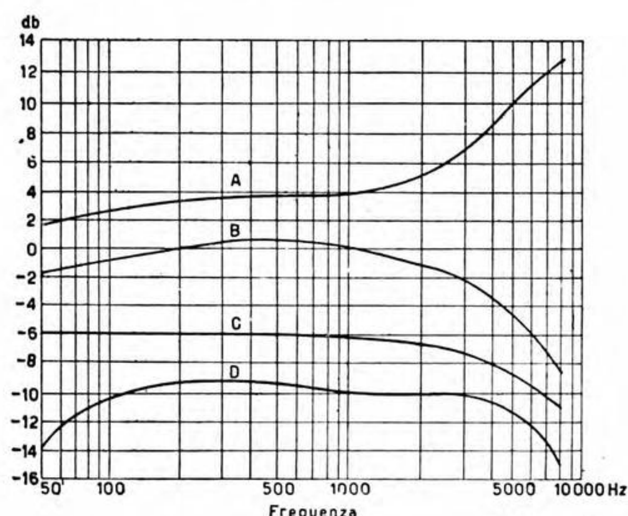


Fig. 7. — Caratteristiche di risposta del sistema S. P. I.: *A* - bobina registratrice; *B* - bobina registratrice-nastro-bobina riproduttrice; *C* - amplificatore di riproduzione; *D* - sistema completo.

Nel campo delle radiodiffusioni questo procedimento si presta molto bene per registrazioni non permanenti, perchè in tal caso il nastro può venire utilizzato più volte. Esso può essere anche impiegato per registrazioni permanenti, per le quali sono però dannosi il peso e l'ingombro dei rotoli. La registrazione su nastro è molto adatta per lunghi programmi, quando però questi debbano venire riprodotti per intero.

L'articolo termina con la descrizione, corredata da fotografie, delle apparecchiature e degli impianti della B. B. C.

P. Cn.

MISURE.

H. LINTZEL — **Su un metodo di misura per la determinazione delle irregolarità interne delle singole pezzature dei cavi coassiali.** (T. F. T., novembre 1937, XXVI, 11, pag. 243-249, con 8 fig.).

Viene portato un notevole contributo alla risoluzione dell'importante problema della determinazione delle irregolarità d'impedenza dei cavi coassiali, mediante misure sulle singole pezzature di fabbrica (1).

L'impedenza caratteristica di un cavo coassiale idealmente privo di irregolarità costruttive, nel quale sia d (mm) il diametro esterno del conduttore centrale, D (mm) il diametro interno del conduttore esterno ed ε la costante dielettrica relativa dell'isolante, è

$$Z_\infty = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon}} \log_e \frac{D}{d} \; \Omega \, ,$$

per frequenza infinita, cioè per f così grande che si possa ritenere $(R + j\,\omega\,L)/(G + j\,\omega\,C) = L/C$. Per frequenze non elevatissime, invece, essa è data da

$$\mathcal{Z} = Z_\infty + (1 - j)\,A \, ,$$

dove A è un'espressione che, nel caso di un cavo con conduttori di rame e in cui $D/d = 3{,}6$ (caso ordinario), diventa

$$A \simeq \frac{80}{d\,\sqrt{\varepsilon}\sqrt{f}} \; \Omega$$

(esprimendo la frequenza f in kHz).

Se dunque si avesse una pezzatura assolutamente priva di irregolarità e la si chiudesse su una resistenza eguale alla sua Z_∞, si potrebbe determinare sperimentalmente il termine correttivo A, poichè esso comparirebbe nella misura dell'impedenza all'entrata. E precisamente, per determinati valori della frequenza (dipendenti dalla lunghezza l della pezzatura e dalle costanti di propagazione β ed α del cavo), vi comparirebbe con tutto e solo il suo valore reale o con tutto e solo il suo valore immaginario (mentre per valori qualsiasi della frequenza vi comparirebbe moltiplicato per un numero complesso). In particolare, per una frequenza tale che $2\,\alpha\,l = \pi/2$, l'impedenza all'entrata sarebbe $Z_\infty + 2\,A$. In pratica il valore di Z_∞ delle singole pezzature non si conosce, mentre il valore di A si può calcolare come si è visto; la misura dell'impedenza all'entrata per la suddetta frequenza (che in pratica è dell'ordine di 120 kHz, cioè relativamente bassa) permette allora di determinare proprio Z_∞: basta infatti regolare la resistenza di chiusura, finchè l'impedenza all'entrata sia una pura resistenza; questa, diminuita di $2\,A$, è Z_∞.

In questo modo si riesce a determinare la Z_∞ e quindi la curva della vera impedenza caratteristica $\mathcal{Z}$ in funzione della frequenza per ogni

(1) E.N.T., 1937, XIV, p. 13; T.F.T., 1936, XXV, p. 322; A.F., 1937, VI, p. 386 e 703.

singola pezzatura di fabbrica, supposta priva di irregolarità costruttive. La presenza delle irregolarità costruttive produce però variazioni dell'impedenza caratteristica maggiori di quelle dovute al termine correttivo A; scopo della presente ricerca è appunto quello di determinare tali ulteriori variazioni, per avere un mezzo di controllo che permetta di ridurre le irregolarità costruttive al minimo. La determinazione di tali variazioni è possibile in quanto esse si ripercuotono sui valori dell'impedenza all'entrata (misurata col cavo chiuso su una resistenza eguale al valore, ormai determinato, di Z_{∞}) in modo noto per particolari valori della frequenza: scegliendo opportunamente le frequenze e misurando l'impedenza all'entrata prima a un estremo e poi all'altro estremo della pezzatura, si possono ricavare le componenti reali e immaginarie

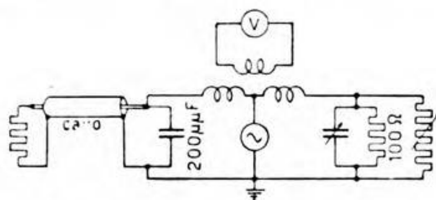


Fig. 1. — Ponte differenziale per la misura dell'impedenza dei cavi coassiali ad alte frequenze.

della variazione ΔZ e quindi tracciare la curva dell'impedenza caratteristica Z del cavo irregolare in funzione della frequenza, dopo averla depurata dall'influenza del termine A che non dipende dalle irregolarità costruttive. Nei moderni cavi coassiali ben costruiti, e in particolare nel più recente tipo Siemens (²), le variazioni ΔZ sono veramente piccolissime: pochi decimi di ohm, su un valore medio di Z_{∞} di circa 70 Ω. In generale è sufficiente tener conto della sola parte reale di ΔZ.

Per lo studio dei disturbi prodotti dalle suddette irregolarità sulla qualità delle trasmissioni, interessa naturalmente conoscere non tanto le variazioni di Z di ogni singola pezzatura, quanto quelle di Z di una lunga linea formata con molte pezzature aventi tutte la stessa impedenza caratteristica media. Si dimostra che, per ogni data frequenza, la deviazione ΔZ dell'impedenza caratteristica dell'intera linea, o meglio di una sezione di amplificazione, è eguale al valor medio quadratico (radice quadrata della media dei quadrati) delle deviazioni, per la stessa frequenza, delle singole pezzature, diviso per un coefficiente $F \simeq 2\sqrt{\beta l}$, che in pratica è circa 2 (varia da 2,5 a 1,8 per f variabile da 0,7 a 4 MHz).

La misura dell'impedenza all'entrata delle pezzature di cavo si eseguisce col ponte differenziale rappresentato schematicamente in fig. 1. Un condensatore di 200 μμF è connesso in parallelo col cavo, per poter

(²) E.F.D., 1937, 45, p. 15; A.F., 1937, VI, p. 746.

usare come impedenza di confronto una resistenza in parallelo con una capacità, anche quando la variazione ΔZ è induttiva. Per eliminare gli errori dovuti all'angolo di fase (sia pure piccolissimo) della resistenza campione, questa è composta di una resistenza fissa di 100 Ω avente in parallelo una resistenza variabile di circa 250 Ω.

Sono date utili informazioni sull'esecuzione pratica di queste delicate misure, sui mezzi e sugli strumenti adoperati, sulle varie cause di errore e così via.

F. Ma

G. B. AIKEN — **Teoria del voltmetro a diodo.** (Proc. I. R. E., luglio 1938, XXVI, 7, pag. 859-876, con 9 fig.).

La caratteristica corrente-tensione di un diodo nel tratto iniziale può essere approssimata con un'equazione del tipo $i = G\, e^{kE}$, in base alla quale vengono derivate le espressioni del rendimento di rettificazione, del carico equivalente, e delle ampiezze delle armoniche superiori della corrente circolante nel diodo. Il circuito studiato è un normale voltmetro di cresta con alimentazione in parallelo e con una eventuale batteria di polarizzazione per spostare il punto di funzionamento; si suppone che il condensatore che ne fa parte presenti reattanza trascurabile alla frequenza del segnale (sinoidale) da rettificare.

Nelle formule risolutive tutte le caratteristiche del diodo sono rappresentate da due parametri; e precisamente, dall'esponente k, che dipende principalmente dalle condizioni di emissione del catodo, assumendo, per diodi normali con riscaldatore giustamente alimentato, valori compresi tra 8 e 12; e dal valore E_0 della caduta di tensione nella resistenza di rivelazione R, in assenza di segnale.

Il rendimento di rivelazione, espresso come rapporto tra la variazione di tensione agli estremi della resistenza di rivelazione ed il valore massimo della tensione applicata E, viene dato in funzione del prodotto kE, per diversi valori del parametro $b = kE_0$. Detto rendimento migliora per b crescente, ma la variazione diventa lenta per b superiore a 10 e trascurabile oltre il valore $b = 100$.

La resistenza equivalente risulta uguale a R/b per piccola intensità di segnale, ad $R/2$ per grande intensità di segnale; il passaggio da un valore all'altro si produce praticamente per valori di kE compresi tra 4 e 100.

Viene quindi indagata la perturbazione apportata dalla resistenza interna del generatore, che fornisce il segnale da misurare; essa diminuisce con b, ma per segnali abbastanza intensi il guadagno che si ottiene diminuendo b è scarso e quindi conviene limitare detta resistenza a meno di 5/10 000 di R per evitare errori superiori all'1 %.

Tutte le formule risolutive complete, contenendo funzioni di Bessel, risultano alquanto complicate, ma il loro significato viene esaurientemente illustrato con numerosi grafici.

Verifiche sperimentali hanno mostrato un accordo più che soddi-

sfacente con la teoria, anche per tensioni di qualche volt; gli scostamenti per tensioni superiori risultano molto piccoli.

In fine per il progetto di voltometri a diodo, viene consigliato di prendere b intorno a 20 ed R intorno a 50 MΩ; questo sembra essere un giusto compromesso tra il desiderio di avere un buon rendimento, che spinge a stabilire b grande, e la necessità di rendere piccolo lo smorzamento portato dal voltmetro, smorzamento che, per piccoli segnali, è proporzionale a b. In ogni caso per una soddisfacente rettificazione dei segnali deboli conviene l'uso di una batteria, che aumenti la corrente iniziale del diodo.

G. C.

MODULAZIONE E RIVELAZIONE.

H. A. WHEELER — **Formule per il progetto di rivelatori a diodo.** (Proc. I. R. E., giugno 1938, XXVI, 6, pag. 745-780, con 16 fig.).

Partendo dal caso di un diodo ideale con resistenza interna nulla, inserito tra un generatore ed un circuito di rettificazione, e considerando successivamente condizioni di complicazione crescente, si arriva al caso in cui, sia generatore sia circuito di rettificazione hanno per la portante e per le bande di modulazione impedenza diversa da quella che essi presentano per la corrente continua e per la corrente a frequenza musicale.

L'analisi del circuito può farsi da una o dall'altra parte del diodo, considerando cioè, o i segnali ad alta frequenza, o quelli rettificati. Nel primo caso ai circuiti di rettificazione si sostituiscono circuiti che presentano per la fondamentale e per le bande di modulazione il doppio dell'ammettenza presentata da detti circuiti per la corrente continua e per la corrente a frequenza musicale; nel secondo caso si ha la sostituzione inversa, e cioè i circuiti del generatore si rimpiazzano con circuiti la cui ammettenza per la corrente continua e per la frequenza di modulazione è la metà di quella dei circuiti del generatore per la portante e per le bande di modulazione.

In queste condizioni si produce distorsione non lineare per valori elevati della profondità di modulazione, perchè la corrente nel diodo non può invertirsi, ed i vari circuiti presentano ammettenza minore per la corrente continua che per la corrente a frequenza musicale. È possibile calcolare esattamente la percentuale di modulazione a cui comincia tale distorsione, nonchè la percentuale di distorsione quando si superi la percentuale di modulazione calcolata.

Passando dal diodo ideale a quello reale si trova una leggera diminuzione della tensione rettificata ed un aumento trascurabile della distorsione non lineare. La presenza del condensatore volano, con valore finito di capacità, produce effetti corrispondenti ad un aumento di resistenza del circuito di rettificazione.

I risultati ottenuti nella precedente analisi vengono applicati allo studio di rivelatori per radioricevitori; e si illustra come può essere condotto lo studio di progetto di un rivelatore con distorsione trascurabile.

Infine viene calcolato con cura il rendimento del complesso di rivelazione ed indicato come si possa verificare con misure appropriate l'esattezza dei calcoli. Il lavoro è corredato di un'abbondante bibliografia.

G. C.

W. N. PARKER — **Nuovo sistema di modulazione ad alta fedeltà per trasmettitori di televisione.** (Proc. I. R. E., agosto 1938, XXVI, 8, pag. 946-962, con 14 fig.).

Per i trasmettitori televisivi ad alta fedeltà (441 linee), nei quali la frequenza di modulazione può raggiungere e superare i 4 MHz, gli usuali sistemi di modulazione: di placca, di griglia, per assorbimento, presentano uno scarso rendimento e risultano di difficile applicazione.

Si è per ciò pensato di modulare l'onda portante sulla linea di trasmissione che allaccia il trasmettitore all'antenna; i risultati ottenuti si sono mostrati molto soddisfacenti.

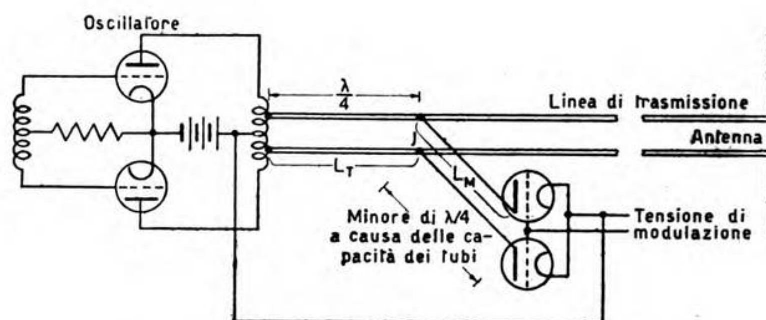


Fig. 1. — Sistema di modulazione sulla linea di trasmissione.

In fig. 1 è rappresentato schematicamente il circuito di un trasmettitore modulato col suddetto sistema; il suo funzionamento è il seguente. Lungo la linea di trasmissione, in un punto J, ad una distanza dal trasmettitore pari ad un quarto di lunghezza d'onda, è collegata una linea L_M, di lunghezza un po' inferiore al quarto d'onda; gli estremi di essa sono connessi alle placche di due tubi elettronici, i quali si comportano come una resistenza in parallelo agli estremi del tronco di linea.

Se a questi si applica una resistenza di valore zero, nel punto J si riflette un'impedenza di valore infinito, e tutta l'energia del trasmettitore può raggiungere l'antenna; se essi vengono invece lasciati aperti, in J si ha un corto circuito e l'energia del trasmettitore non può raggiungere l'antenna.

Variando quindi il valore della tensione delle griglie dei tubi modulatori, derivati ai capi di L_M (fig. 1), si ottiene una resistenza di valore variabile, la quale, riflettendosi invertita nel punto J, può interdire o

permettere il passaggio dell'energia dal trasmettitore all'antenna, con il risultato di produrre sull'onda portante una vera e propria modulazione in ampiezza.

Questo sistema di modulazione sulla linea di trasmissione è molto favorevole nei riguardi del rendimento, inquantochè soltanto la modulazione di placca in classe B può teoricamente presentare un rendimento superiore.

L'estrema semplicità di equipaggiamento rende il sistema descritto molto vantaggioso per le applicazioni ai trasmettitori ad onda ultracorta, e consente inoltre una larghissima gamma di frequenze di modulazione, caratteristica essenziale per i trasmettitori di televisione ad alta fedeltà.

Questo sistema, applicato ad un trasmettitore sperimentale di televisione della potenza di 1 kW, di onda portante, ha dato ottimi risultati per frequenze di modulazione superiori ai 5 MHz, consentendo una modulazione lineare con profondità superiore all'80 %.

M.L.P.

R. B. DOME — **Sistema di modulazione con alto rendimento.** (Proc. I.R.E., agosto 1938, XXVI, 8, pag. 963-982, con 9 fig.).

L. F. GAUDERNACK — **Sistema di modulazione in ampiezza ad opposizione di fase.** (Proc. I. R. E., agosto 1938, XXVI, 8, pag. 983-1008, con 8 fig.).

Per trasmettitori di grande potenza il rendimento elettrico complessivo ha notevole importanza economica, ed è noto che un elevato rendimento complessivo può essere ottenuto solo modulando con alto rendimento nello stadio finale. Detto rendimento deve mantenersi alto, sia durante gli intervalli senza modulazione, sia durante tutto il ciclo di modulazione, in modo da fornire un risultato medio complessivo soddisfacente.

Con una ingegnosa disposizione di circuiti, Doherty è riuscito a risolvere soddisfacentemente il problema; altro buon risultato s'ottiene pure col sistema di modulazione di fase di Chireix.

Il Dome propone un nuovo modulatore comprendente due tubi: uno di essi funziona come amplificatore a radiofrequenza con eccitazione di griglia sufficiente al raggiungimento della saturazione; i picchi negativi di modulazione sono ottenuti modulando sulla griglia i tubi stessi, i picchi positivi variando il carico del circuito anodico, e ciò mediante un secondo tubo comandato pure sulla griglia dalla tensione a frequenza acustica e funzionante come rettificatore. Questo tubo presenta quindi una resistenza variabile con la tensione acustica, resistenza che, attraverso un trasformatore di impedenza (linea in quarto d'onda), viene riportata in parallelo sul circuito anodico del primo tubo. La potenza assorbita dal secondo tubo, sotto forma di corrente continua, viene restituita all'alimentatore anodico.

Viene effettuata un'analisi abbastanza particolareggiata del circuito, illustrato un metodo per regolare le singole parti, e, in fine discusso il

proporzionamento del secondo tubo. Il rendimento risulta teoricamente circa del 60 %; in pratica si presume esso vari tra il 50 % e il 60 %. Tale cifra è dello stesso ordine di grandezza di quella ottenuta con gli altri due sistemi prima menzionati.

Una verifica sperimentale del sistema, fatta con piccoli tubi di tipo ricevente, ha dato risultati del tutto soddisfacenti.

Il sistema proposto dal Gaudernack comprende analogamente due tubi finali; uno, ad eccitazione costante, fornisce la portante; l'altro, che genera le sole bande di modulazione, dà un segnale in fase od in opposizione a seconda che si vuol produrre il picco di modulazione positivo o negativo.

L'autore fa un'analisi matematica semplice delle due attuazioni base (con i due tubi in serie od in parallelo) e mostra come teoricamente il rendimento possa essere dell'ordine del 70 %, cioè eguale o migliore di quello degli altri due sistemi rispettivamente per piccole o per grandi profondità di modulazione. Viene infine discusso il proporzionamento dei due generatori ed il tutto è illustrato con calcoli numerici.

G. C.

PROPAGAZIONE DELLE RADIOONDE.

G. W. KENRICK, A. M. BRAATEN e J. GENERAL — **Relazione tra il percorso delle radiotrasmissioni e gli effetti delle burrasche magnetiche.** (Proc. I. R. E., luglio 1938, XXVI, 7, pag. 831-847, con 12 fig.).

Allo scopo di determinare nel modo migliore la relazione fra la stabilità dei segnali durante le perturbazioni del magnetismo terrestre, e la distanza del cerchio massimo, lungo il quale si svolge una radiotrasmissione, dal polo magnetico, sono state organizzate misure di campo a Riverhead, Long Island, negli Stati Uniti, ed a San Juan nel Porto Rico; esse sono state riferite alle emissioni da Londra e da Mosca su frequenze comprese tra 8000 e 15 000 kHz. Le osservazioni, eseguite dal gennaio 1935 al marzo 1937, non sono ancora ritenute sufficienti per trarre conclusioni quantitative, dato che numerosi fenomeni intervengono contemporaneamente a determinare il così detto « effetto di latitudine ».

Dal punto di vista della stabilità i percorsi più meridionali, che nel caso attuale fanno capo a San Juan, risultano particolarmente favoriti in ispecie se esiste una maggiore divergenza tra i due percorsi considerati, come avviene per le emissioni inglesi. Interessa osservare che la massima riduzione nell'intensità dei segnali si produce in generale in un giorno successivo a quello in cui si manifesta la massima intensità delle perturbazioni magnetiche.

Gli autori ritengono di poter concludere che l'effetto di una tempesta magnetica sulle radiotrasmissioni ad alta frequenza si riduce ad un aumento dell'assorbimento nelle regioni ionizzate e ad una diminuzione

della frequenza critica; il primo di questi fenomeni può accentuare l'effetto prodotto dal secondo, oppure può renderlo minore.

Infatti si ricordi che, a parità di altre condizioni, diminuendo l'intervallo fra la frequenza di lavoro e quella critica, diminuisce in conseguenza l'attenuazione. Inoltre la frequenza critica cresce in generale al diminuire della latitudine. Perciò se lungo il percorso più settentrionale la frequenza di trasmissione è prossima a quella critica, una tempesta magnetica, riducendo la frequenza critica, può provocare la completa scomparsa del segnale. Lungo il percorso più meridionale invece la frequenza critica resta ancora abbastanza elevata per consentire la trasmissione; corrispondentemente l'aumento di assorbimento dovuto alla tempesta magnetica può essere compensato, fino ad ottenere una minore attenuazione complessiva, dalla diminuzione di esso per l'abbassamento della frequenza critica.

Se quest'ultima è invece sufficientemente elevata per permettere in ogni caso le trasmissioni anche sul percorso più settentrionale, la diminuzione di assorbimento dovuta all'abbassarsi della frequenza critica è molto più sentita su questo percorso, poichè in esso la frequenza critica è sempre minore; tale via può quindi presentare condizioni più favorevoli di trasmissione.

R. S.

RADIOTECNICA GENERALE, IMPIANTI E ACCESSORI.

N. Koomans — **Telefonia ad una sola banda laterale applicata al collegamento radio tra l'Olanda e le Indie Orientali Olandesi.** (Proc. I.R.E., febbraio 1938, XXVI, 2, pag. 182-206, con 10 fig.).

Il collegamento radio tra l'Olanda e le Indie Orientali, attuato la prima volta nel 1923 su onda lunga solo per telegrafia, fu trasformato nel 1925 per onde corte ed esteso nel 1928 anche alla telefonia, pure su onde corte, con sistema di modulazione in ampiezza con onda portante e bande laterali.

Alcuni inconvenienti riscontrati nei vari anni di esercizio, per lo più determinati dalla presenza della portante e di entrambe le bande laterali, (fenomeni sensibili di evanescenza sia di tipo selettivo sia di polarizzazione; modulazioni parassite in fase ed in frequenza, dovute all'alimentazione con corrente alternata; in fine difficoltà di effettuare trasmissioni multiple su una stessa portante a causa della modulazione incrociata) hanno portato alla decisione di trasformare l'impianto in un altro, in cui la trasmissione avviene solo su una banda laterale. Oltre al vantaggio di eliminare od attenuare gli inconvenienti cui si è accennato, il sistema ha anche il noto pregio del rendimento più elevato per il risparmio dell'energia d'irradiazione relativa alla portante e ad una delle bande soppresse, risparmio che è ancora più sentito nelle radiotrasmissioni telefoniche (le bande sussistono per un tempo inferiore alla metà di quelle dell'intera comunicazione, sia perchè gli utenti parlano uno alla volta, sia per gli intervalli tra parola e parola).

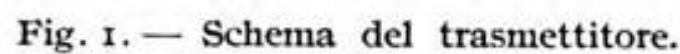


Fig. 1. — Schema del trasmettitore.

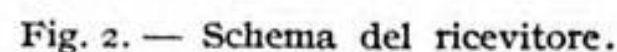


Fig. 2. — Schema del ricevitore.

L'impianto modificato è entrato in funzione nel 1934, con esito del tutto soddisfacente.

Le caratteristiche salienti dell'impianto sono appunto l'applicazione del sistema a banda semplice alle onde corte, e l'attuazione di più canali di trasmissione con un unico trasmettitore ed un'unica antenna direttiva.

I canali trasmessi sono tre: due per telefonia, uno per telegrafia; in più c'è un canale per il segnale pilota che comanda la frequenza. I due canali telefonici sono a banda unica, uno da una parte ed uno dall'altra rispetto alla portante: ciascuna banda è compresa fra 100 e 3000 Hz. Uno dei canali serve anche per trasmissioni musicali, ed allora, con opportuni dispositivi, la banda viene estesa all'intervallo 60 ÷ 6000 Hz. Il canale telegrafico, sovrapposto ai due telefonici, è a doppia banda e comprende due frequenze fisse, 3400 e 3700 Hz, corrispondenti alle spaziature ed alle segnature: le due bande telegrafiche vengono poi opportunamente combinate tra loro sul ricevitore, con ottimo risultato per l'eliminazione dei fenomeni di evanescenza. Il canale pilota trasmette una frequenza fissa spostata di 5 kHz rispetto alla portante originale, e serve per l'esatta sincronizzazione del ricevitore.

Nella fig. 1 sono rappresentati i vari stadi del trasmettitore.

La modulazione è fatta a partire da un primo stadio a piccola potenza e a frequenza ridotta, 10 kHz, sino ad arrivare alla frequenza finale di trasmissione attraverso altri due stadi a 90 e 370 kHz di portante rispettivamente.

La soppressione delle portanti è fatta fin dal primo stadio modulatore, che è del tipo con rettificatori ad ossido di rame; i primi modulatori sono tre, uno per ciascun canale, e sono seguiti da opportuni filtri dai quali viene effettuata la soppressione di una delle bande laterali e completata la eliminazione di eventuali residui della portante. Da questi filtri i canali convergono ad un unico amplificatore in cui è immessa anche la frequenza di 5 kHz per il segnale pilota; seguono poi gli altri stadi modulatori con i relativi filtri, e così via.

Effettuando la modulazione attraverso successivi passaggi di frequenza, si ha il vantaggio di maggior semplicità e conseguente minor costo dei vari stadi e dei filtri connessi: i vari stadi devono essere però perfettamente lineari e, dato l'elevato grado di amplificazione richiesto, è necessario assicurare la stabilità mediante perfetta neutralizzazione, indipendente dalla frequenza (con la trasmissione a banda unica non è possibile ricorrere al sistema autostabilizzato delle moltiplicazioni di frequenza per gli stadi modulatori, perchè si avrebbe raddoppiamento anche per la frequenza modulata). Tale neutralizzazione comporta il vantaggio di poter usare il trasmettitore per varie lunghezze d'onda, senza dover regolare ogni volta la neutralizzazione stessa.

Le frequenze di 5, 10, 90 kHz sono derivate da uno stesso generatore a 5 kHz, mentre quella di 370 kHz è fornita da un oscillatore a quarzo. Pure la frequenza finale di trasmissione è ottenuta da un oscillatore a quarzo, cui seguono tre stadi raddrizzatori. Lo stadio finale di potenza

comprende quattro tubi da 20 kW, connessi a coppie in controfase così da fornire una potenza massima di 80 kW.

Lo schema di massima del ricevitore è indicato in fig. 2. È da osservare che, per facilitare la separazione tra i vari canali, l'alta frequenza viene ridotta ad un livello basso di 10 kHz. La riduzione viene effettuata attraverso vari successivi stadi a eterodina, poichè non è possibile ottenerla con un solo passaggio, a causa di frequenze immagini ricevibili per la moderata selettività degli stadi ad alta frequenza.

La prima eterodina è su 470 kHz, accordabile entro la gamma 17 ÷ 70 m; la seconda è su 460 kHz così da poter avere i 10 kHz di cui si è già detto, ed è mantenuta regolata automaticamente attraverso un particolare circuito, comandato dal segnale pilota trasmesso dal ricevitore. La demodulazione finale è effettuata a mezzo di una terza eterodina a 10 kHz, che è di frequenza fissa. Seguono poi gli opportuni filtri separatori per i vari canali. Il sistema di regolazione automatica per la seconda eterodina è previsto per funzionare anche per un segnale di 10 kHz, qualora l'onda di sincronizzazione sia fatta coincidere con tale portante. Da notare la ricombinazione delle due bande per il canale telegrafico.

Le trasmissioni musicali, destinate a radiodiffusione, dopo essere state ricevute con detto apparato, si ritrasmettono con sistema ad onda portante e doppia banda, in modo da poter essere in fine ricevute con i normali apparecchi per uso privato.

L. Per.

TUBI ELETTRONICI.

CH. BIGUENET — **Studio del comportamento dei triodi con griglia positiva nei campi magnetici.** (R. G. E., 2 luglio 1938, XLIV, 1, pag. 9-15, con 11 fig.).

La teoria del funzionamento dei triodi con griglia positiva, come generatori di microonde, è ancora molto incompleta. L'autore ha pensato di estendere le cognizioni che si hanno al riguardo, sottoponendo il triodo ad un campo magnetico avente la direzione del filamento, seguendo con ciò l'indirizzo indicato in precedenza da altri (1).

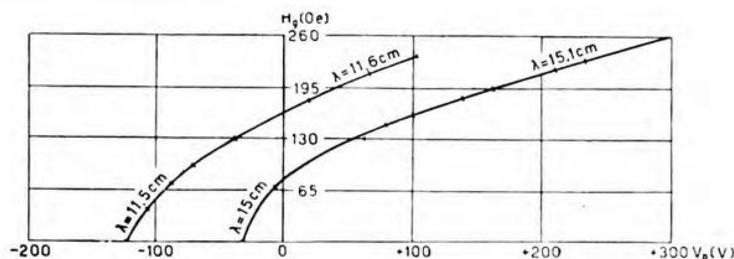
Anzitutto, con uno studio preliminare su un modello di triodo e con un metodo di sonda compensata, viene determinato sperimentalmente l'andamento del potenziale nello spazio interelettrodico, con particolare riguardo alle regioni comprese fra spira e spira della griglia. Si trova fra l'altro che, se il potenziale di placca è eguale a quello del catodo, il potenziale V_g' nel punto di mezzo fra spira e spira di griglia è eguale, per un determinato tubo, a $V_g/1{,}30$, se V_g è il potenziale della griglia.

(1) M. FORRÒ: Ann. der Phys., 1929, I, p. 513.
M. JAHODA: H. F. Techn. u. El. Ak., 1936, XLVII, p. 22.

Lo studio teorico della distribuzione del potenziale nel tubo considerato, condotto secondo la teoria delle immagini elettriche di Maxwell, porta ad una esatta conferma dei risultati sperimentali (²).

Essendo ormai conosciuto l'andamento del potenziale nello spazio interelettrodico, risulta anche determinato, punto per punto, il valore della velocità degli elettroni, il quale non può essere modificato dal campo magnetico; quest'ultimo com'è noto, può soltanto variare la direzione della velocità.

Ricordiamo ora che la velocità di questi elettroni, quando il tubo è in condizione di generare le microonde, e in assenza di campo magnetico, si annulla prima che essi abbiano raggiunto la placca, di più la lunghezza d'onda generata dal tubo dipende dalla minima distanza dalla placca che gli elettroni possono raggiungere. Tale distanza diminuisce col crescere della tensione anodica.



Ffg. 1. — Caratteristiche d'oscillazione $H = f(V_p)$ relative a due diverse lunghezze d'onda, per il triodo TM.AC 3.

Le traiettorie elettroniche, che si possono supporre rettilinee, almeno per quegli elettroni cha passano fra spira e spira di griglia, s'incurvano sotto l'azione del campo magnetico, il quale perciò fa aumentare la distanza minima dalla placca.

Le azioni del potenziale di placca e del campo magnetico sono quindi contrastanti, e si intuisce che vi sarà la possibilità di far sì che il tubo continui ad emettere onde della stessa lunghezza, aumentando contemporaneamente potenziale di placca e campo magnetico.

La fig. 1 mostra infatti che il tubo emette un'onda di 15 cm quando il campo magnetico H_g è zero e V_p è uguale a — 35 V (tubo TM.AC 3, V_g = 300 V) e continua ad emettere tale onda, tutt'al più con qualche piccola variazione, al crescere contemporaneo di H_g e di V_p.

Le curve di fig. 1 si riferiscono a due lunghezze d'onda diverse.

(²) Data l'elevatissima concordanza fra valori dedotti teoricamente e risultati sperimentali, sarebbe stata desiderabile una descrizione più particolareggiata del modo col quale le misure sono state eseguite - *n. d. r.*

Un calcolo, eseguito sulla falsariga di quello ben noto, valevole nel caso del magnetron, consente di valutare le distanze minime dalla placca (o massime dal catodo), in funzione di V_p e H_g (3).

Finalmente il tubo è stato assoggettato ad un campo magnetico così intenso, da costringere gli elettroni a muoversi soltanto nello spazio filamento-griglia. Il tubo allora si comporta come un magnetron, di cui l'anodo sia costituito dalla griglia stessa.

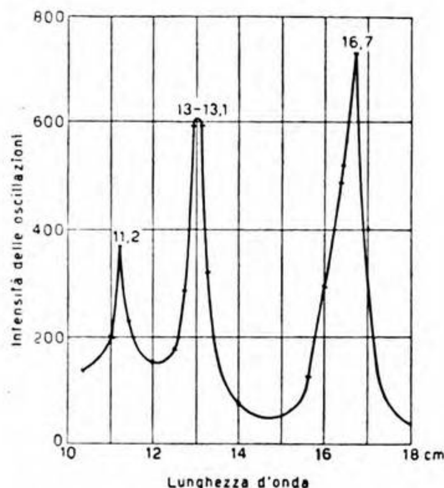


Fig. 2. — Curve dell'intensità delle oscillazioni in funzione della lunghezza d'onda, per il triodo TM-87.03.

L'esperienza mostra che la griglia entra in risonanza su particolari frequenze. L'andamento della intensità delle oscillazioni in funzione della lunghezza d'onda generata è riportato in fig. 2, ove si notano appunto, per $\lambda = 11{,}2$ cm, $\lambda = 13$ cm, $\lambda = 16{,}7$ cm, dei massimi che accusano la risonanza sopra indicata.

N. C.

W. VAN B. ROBERTS — **Trasformazione per il calcolo delle costanti dei tubi a vuoto con elettrodi cilindrici.** (Proc. I.R.E., ottobre 1937, XXV, 10, pag. 1300-1309, con 3 fig.).

Applicando il metodo delle trasformazioni conformi (funzioni coniugate) viene studiato il campo di una struttura tubolare lunga, com-

(3) Per studiare alcuni casi semplici, vengono introdotte alcune ipotesi semplificative: ad esempio, che la velocità angolare ω_0, con cui gli elettroni traversano la griglia, è trascurabile rispetto alla velocità radiale. Non viene chiarito come si debba intendere questo confronto fra grandezze non omogenee - *n. d. r.*

prendente un piccolo cilindro concentrico con l'asse della struttura, un sistema di fili paralleli all'asse e distribuiti secondo le generatrici di un cilindro coassiale con il precedente e ad esso esterno, ed un secondo cilindro ancora coassiale con il sistema degli altri due ed esterno ad entrambi. Le formule ottenute sono poi usate per calcolare il coefficiente di amplificazione dei tubi elettronici, definito come rapporto tra la tensione anodica e la tensione di griglia quando l'emissione è bloccata in ogni punto del catodo, cioè quando il campo elettrico è zero in quei punti della superficie del catodo nei quali ha inizio l'emissione non appena a tensione anodica sia aumentata.

Le espressioni del coefficiente di amplificazione vengono confrontate con quelle che si otterrebbero ricercando il rapporto tra la tensione anodica e quella di griglia corrispondenti all'inizio dell'emissione in ogni punto del catodo, nonchè con il rapporto tra la capacità griglia-catodo e la capacità catodo-anodo. Si trova che quest'ultimo è sempre compreso tra i due valori del coefficiente di amplificazione ottenuti con le due diverse definizioni.

R. S.

NUOVI APPARECCHI

Semplice oscillatore modulato.

GIUSEPPE DILDA

Si descrive brevemente un tipo di oscillatore modulato, il pregio essenziale del quale sta nella grande semplicità del circuito che è, fra l'altro, completamente alimentato con corrente alternata non raddrizzata. Il suo impiego risulta assai comodo e pratico oltre che sufficientemente preciso per gli scopi, relativamente modesti, a cui sono destinati tali tipi di oscillatori.

Com'è noto gli oscillatori modulati, usati normalmente per l'allineamento dei ricevitori, sono frequentemente alimentati con corrente continua fornita da batterie di pile, le quali devono presentare piccolo ingombro e perciò piccola capacità, onde poter essere contenute nella scatola schermante dell'apparecchio.

Le tensioni fornite da tali batterie, durante la scarica, vanno riducendosi progressivamente e per garantire una sufficiente costanza di taratura, sia pure limitatamente agli scopi, relativamente modesti, a cui sono destinati tali tipi di apparecchi, occorrerebbe cambiare le pile frequentemente. In pratica invece la sostituzione, quand'anche non si aspetti ad effettuarla allorchè venga a mancare il funzionamento del complesso, viene fatta in generale dopo che le tensioni si sono ridotte in modo da alterare esageratamente la taratura.

Appare perciò evidente, oltre che per i motivi sopra esposti, anche per ragioni di comodità ed economia d'impiego, che è preferibile ricavare l'alimentazione dalla rete di distribuzione. Non mancano infatti esempi di oscillatori modulati alimentati con corrente alternata raddrizzata e spianata mediante un diodo ed un filtro.

L'oscillatore di cui si tratta (fig. 1) [1] è invece alimentato direttamente con corrente alternata, prelevata dalla rete attraverso un adatto trasformatore T_1 (fig. 2) senza l'intermediario di un raddrizzatore. Ciò rappresenta un notevole vantaggio per quanto riguarda la semplicità

[1] Tale apparecchio viene costruito dalla S. A. Vorax di Milano.

di costruzione, l'economia e la praticità d'esercizio. Riguardo poi alla costanza di taratura, oltre alle considerazioni sopra esposte relative agli oscillatori alimentati con pile, occorre ricordare che le variazioni della tensione di rete hanno sulla frequenza generata un'influenza che è trascurabile, rispetto alla precisione richiesta in tali tipi di oscillatori. A prova di ciò si osserva che, se così non fosse, i ricevitori a cambiamento di frequenza non potrebbero essere alimentati dalla rete a corrente alternata perchè varierebbe la frequenza generata localmente e quindi anche la media frequenza ottenuta.



Fig. 1. — Vista dell'oscillatore modulato.

Un'altra importante caratteristica dell'apparecchio sta nel metodo seguito per ottenere e verificare l'accordo con il ricevitore in prova. Nei normali oscillatori tale accordo viene eseguito in base alla valutazione soggettiva della massima intensità di suono prodotto nel ricevitore. Tale valutazione non riesce tuttavia molto precisa. Per ovviare, almeno in parte, a questo inconveniente, si effettua la modulazione ad una frequenza di circa 400 Hz, frequenza alla quale corrisponde un suono poco confondibile con altri rumori e per il quale l'orecchio è molto sensibile. Ciò comporta notevoli complicazioni nella costruzione dell'oscillatore (generalmente l'aggiunta di un tubo oscillatore a bassa frequenza),

senza tuttavia assicurare un accordo perfetto, il che può essere ottenuto solo con l'impiego di un indicatore di uscita.

L'oscillatore qui esaminato risulta invece modulato alla frequenza della rete e a quelle delle sue prime armoniche. Mediante il suono ottenuto nel ricevitore in base a tale modulazione, si raggiunge un accordo approssimativo, che viene poi perfezionato servendosi dell'indicatore d'uscita, incluso nell'apparecchio e costituito da un tubo *N* a colonna luminescente (fig. 2). Tale tubo è del tipo usato correntemente, con polarizzazione continua, come indicatore di sintonia. Esso è provvisto di un terzo elettrodo permanentemente polarizzato (nel nostro caso con corrente laternata) onde mantenere nel tubo l'innesco della scarica luminescente.

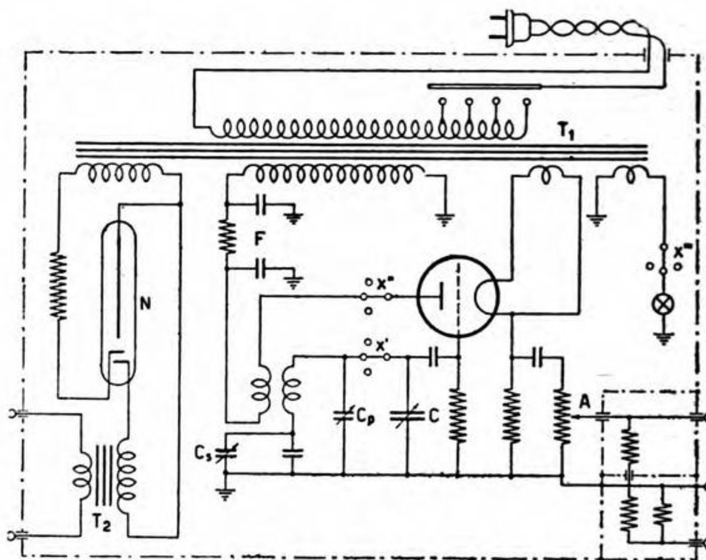


Fig. 2. — Schema generale dell'apparecchio.

Ciò produce un considerevole aumento della sensibilità del tubo. Per aumentarla ulteriormente, in modo da ottenere che l'intera colonna luminescente sia coperta con un segnale tale da produrre nell'altoparlante un suono poco intenso e perciò meno noioso, il segnale, prelevato sul primario del trasformatore di uscita del ricevitore in prova, viene applicato al tubo luminescente attraverso un trasformatore elevatore T_2 con rapporto 1/5. Questo serve altresì ad isolare il tubo dalla tensione continua del circuito di uscita del ricevitore.

La tensione a radiofrequenza viene ricavata all'estremità di una resistenza catodica da 500 Ω. L'apparecchio resta per ciò ulteriormente semplificato non essendo più necessaria una bobina di accoppiamento,

con le relative commutazioni, per prelevare la tensione di uscita; ed inoltre si vengono così ad escludere, in modo quasi completo, variazioni di frequenza dovute alla variazione di attenuazione. La regolazione di quest'ultima si effettua con il potenziometro A da 1000 Ω. Il campo di regolazione della tensione di uscita è molto esteso ed è suddiviso in due campi parziali ambedue comandati dallo stesso potenziometro. Le resistenze dell'attenuatore sono scelte in modo che, nel campo delle tensioni minori, l'inserzione del carico (il circuito d'aereo del ricevitore) non altèri in modo apprezzabile le condizioni del circuito generatore. Inoltre se l'impedenza d'ingresso del ricevitore resta notevolmente maggiore di 10 Ω, la tensione all'entrata rimane praticamente indipendente da tale impedenza.

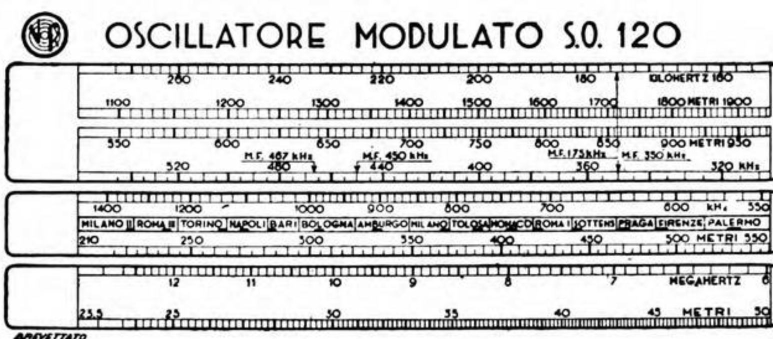


Fig. 3. — Scala dell'apparecchio.

L'oscillatore, il cui schema complessivo è indicato in fig. 2, copre tre gamme d'onda: 23,5 ÷ 50 m (onde corte); 210 ÷ 550 m (onde medie); 1100 ÷ 1950 m (onde lunghe). Le bobine per le tre gamme sono contenute in un unico schermo e sono commutate mediante due sezioni x', x'' di un commutatore, la cui terza sezione x''' serve per l'inserzione della corrispondente lampadina sulla scala. Il filtro F evita che la radiofrequenza giunga al trasformatore e venga irradiata dal conduttore connesso alla rete.

L'apparecchio è munito inoltre, invece che della solita graduazione della manopola di sintonia, di una « scala parlante », simile a quella adottata nei radioricevitori e sulla quale sono indicate la frequenza della tensione generata e la corrispondente lunghezza d'onda. Tale scala (fig. 3) evita di dover ricorrere all'impiego di tabelle o curve di taratura, con ovvi vantaggi. Sulla scala delle onde medie sono indicate alcune importanti stazioni di radiodiffusione; ciò permette di verificare costantemente se l'apparecchio ha mantenuto le sue caratteristiche. In caso contrario esso può venire ricondotto alle condizioni normali di funzionamento mediante la regolazione del compensatore in parallelo

C_p (*trimmer*) e di quello in serie C_s (*padding*) (fig. 2). Non conviene invece indicare sulla scala la posizione delle stazioni nelle gamme delle onde lunghe e corte, sia perchè in queste gamme la frequenza delle varie stazioni viene frequentemente variata, sia perchè sulla gamma delle onde lunghe il canale di una stazione di radiodiffusione occupa una percentuale così notevole dell'intera gamma, e perciò della lunghezza della scala, da non permettere una taratura precisa. Nel campo delle onde corte si ha invece l'inconveniente contrario, cosicchè resta generalmente difficile individuare con sicurezza le varie stazioni.

È noto che generalmente ogni oscillatore, oltre all'onda fondamentale, genera onde di frequenza multipla (armoniche). Ciò riesce molto utile per effettuare prove su frequenze non comprese fra quelle fondamentali generate sulle gamme d'onda per le quali l'oscillatore è stato previsto. Poichè i valori di media frequenza usati nelle supereterodine cadono talvolta nel campo coperto dalle seconde armoniche delle onde lunghe, la gamma di queste seconde armoniche è direttamente segnata sulla scala dell'oscillatore, e su essa sono indicate alcune delle medie frequenze più usate. Mediante la seconda armonica delle onde corte generate dall'oscillatore si può effettuare l'allineamento sulla seconda gamma di quei ricevitori che, per le onde corte, hanno due gamme d'onda. Le armoniche servono altresì per confrontare le tarature delle gamme delle onde lunghe e corte con quella (più sicura, perchè costantemente controllata sulle frequenze delle stazioni di radiodiffusione) delle onde medie. La cosa, assai facile sulla gamma delle onde lunghe, perchè basta ricorrere ad armoniche di ordine non elevato (2^a, 3^a), riesce un po' più complessa per la gamma delle onde corte, perchè bisogna in tal caso ricorrere ad armoniche di ordine elevato (≥ 5), le quali sono deboli.

INFORMAZIONI E NOTIZIE

Trasmettitore radiofonico di Milano III. — Per opera dell'E. I. A. R. (Ente Italiano Audizioni Radiofoniche) è recentemente entrato in funzione a Milano un nuovo trasmettitore, analogo a quello di Ancona e a quello che verrà tra breve installato a Napoli; allestito completamente in Italia su progetto di ingegneri italiani (1).

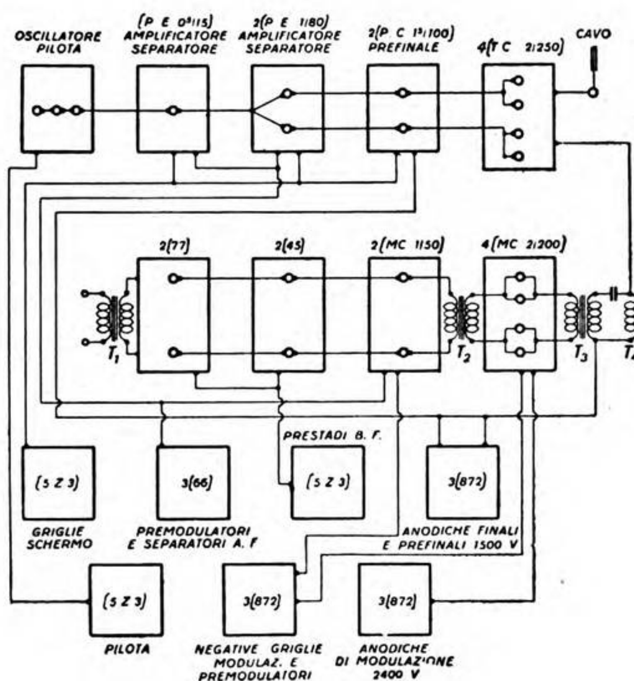


Fig. 1. — Schema del trasmettitore.

(1) E. GNESUTTA e A. MALAVASI: Il trasmettitore radiofonico di Milano III — En. El., 1938, XV, p. 553.

Il complesso è rappresentato schematicamente nella fig. 1, ove sono riportate anche le indicazioni del numero e del tipo dei tubi adoperati. Esso fornisce all'aereo una potenza utile di oltre 1 kW e trasmette su 209,9 m (1429 kHz). Presenta notevole stabilità di frequenza (a meno di 4 Hz), rumore di fondo assai ridotto (la modulazione dell'onda portante determinata da esso è ad un livello inferiore di almeno 60 decibel a quello corrispondente alla modulazione al 100 %), e distorsione totale inferiore al 2,5% o al 0,5%, per profondità di modulazione uguali rispettivamente al 100 % o al 30 %.

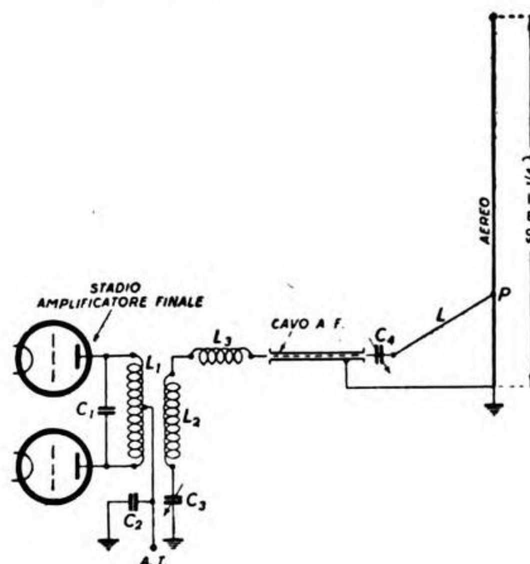


Fig. 2. — Sistema di alimentazione dell'aereo.

Di un tipo nuovo, studiato di recente in America ed adottato in Italia per la prima volta, è l'aereo irradiante, costituito da un tubo Mannesmann lungo 50 m (circa un quarto della lunghezza d'onda di funzionamento), intorno al quale sono longitudinalmente disposti, allo scopo di ridurre notevolmente la resistenza ohmica, nastri di rame, connessi tra loro da anelli pure di rame. Il tubo è collegato direttamente al sistema di terra, costituito da grossi fili di rame che partono dalla base del tubo stesso.

L'aereo viene eccitato in derivazione (fig. 2) mediante un cavo avente un'impedenza caratteristica di circa 100 Ω. Il punto di alimentazione P, che si trova a circa 8 m dal suolo, è scelto in modo che in esso l'impedenza dell'aereo risulti uguale a quella del cavo. Il condensatore C_4 serve per compensare la reattanza induttiva dovuta al conduttore L ed al tratto di aereo compreso fra il punto P e la terra; mentre il condensatore C_3

e l'induttanza L_3 hanno lo scopo di fornire le migliori condizioni di adattamento del circuito all'impedenza del cavo.

Il funzionamento del complesso si è dimostrato del tutto soddisfacente.

E. Fa.

***

Concorso a borse di studio indetto dal C. N. R. — Il Consiglio Nazionale delle Ricerche, Comitato per la Radiotecnica e le Telecomunicazioni, allo scopo di favorire lo sviluppo delle discipline radiotecniche e delle loro applicazioni, incoraggiando l'attività dei giovani studiosi che aspirano a perfezionare la loro preparazione teorica e pratica in tale specialità, mette a concorso le borse di studio sotto indicate, costituite in parte con fondi posti a disposizione dall'industria nazionale:

a) 3 borse di studio, ciascuna di L. 5000, per il corso biennale di specializzazione in radiocomunicazioni presso la Scuola post-universitaria di Bologna;

b) 5 borse di studio, ciascuna di L. 3000, per un corso di studi e di esperienze in radiotecnica, della durata di un anno, presso un istituto superiore o laboratorio specializzato da stabilirsi dal Comitato.

L'assegnazione della borsa è incompatibile con qualsiasi altra assegnazione che abbia, in tutto o in parte, il medesimo scopo. Non possono prendere parte al concorso coloro che hanno beneficiato di una precedente assegnazione di borsa di studio da parte del Comitato.

Il giudizio per l'assegnazione delle borse è dato inappellabilmente dalla Presidenza del Comitato, su relazione scritta di apposita Commissione da essa nominata. È in facoltà della Presidenza suddetta di destinare ad altra sede universitaria gli assegnatari delle borse di cui alla lettera *a*) e di commutare qualcuna delle borse di cui alla lettera *b*) in premi da assegnare a titolo d'incoraggiamento per speciali studi od esperienze degne di particolare considerazione.

L'ammontare della borsa di cui alla lettera *a*) verrà pagato in 5 rate eguali, di cui 3 nel primo anno del corso (gennaio, aprile, luglio) e 2 nel secondo anno (marzo-luglio) su richiesta del Direttore della Scuola, corredata dalla attestazione di frequenza e profitto, e, per l'ultima rata del secondo anno, dalla dichiarazione che è stato conseguito il diploma di specializzazione in radiocomunicazioni.

L'ammontare della borsa di cui alla lettera *b*) verrà pagato a rate trimestrali (gennaio, aprile, luglio) su richiesta del Direttore dell'istituto o laboratorio, corredata dall'attestazione di frequenza e profitto.

Il pagamento della borsa è sospeso, a giudizio della Presidenza del Comitato, all'assegnatario che, senza giustificato motivo, sospenda la sua attività o non serbi buona condotta.

Gli aspiranti alle borse di studio di cui alla lettera *a*) debbono essere laureati in ingegneria od in fisica, od in fisica-matematica. Essi assumono

l'obbligo di frequentare, in caso di assegnazione, la Scuola post-universitaria di Bologna negli anni scolastici 1938-39 e 1939-40 per conseguirvi il diploma di specializzazione in radiocomunicazioni.

Gli aspiranti alle borse di studio di cui alla lettera *b*) debbono dimostrare di essere idoneamente preparati a seguire, durante l'anno scolastico 1938-39, un corso di studi o di esperienze in radiotecnica presso un istituto superiore o laboratorio specializzato da designarsi dalla presidenza del Comitato.

Il concorso è per titoli. Le istanze di ammissione, su carta legale da L. 6, debbono pervenire alla Segreteria del Comitato in Roma, Palazzo del C. N. R., Piazzale delle Scienze, non oltre il 21 novembre 1938-XVII corredate dai documenti indicati nel bando.

Re.



Vol. VII - N. 11 Novembre 1938-XVII

ALTA FREQUENZA

SOMMAIRE

Vol. VII - N. 11 Novembre 1938-XVII

ALTA FREQUENZA

CONTENTS

Vol. VII - N. 11 Novembre 1938-XVII

ALTA FREQUENZA

INHALT

PUBBLICAZIONI DELL' A. E. I.

L'ELETTROTECNICA - Periodico quindicinale.
Giornale ed atti dell'A. E. I. (si pubblica il 10 e il 25 di ogni mese).

Annate arretrate	cad.	L. 100,—
Abbonamento: per il regno		» 120,—
per l'estero		» 180,—
Un numero separato: per il Regno		» 6,—
per l'Estero		» 8,—

ALTA FREQUENZA - Periodico mensile.
Rivista di Radiotecnica, Telefonia e Acustica applicata.

Annata 1932		L. 30,—
Annate 1933-34-35-36-37	cad.	» 40,—
Abbonamento 1938		» 50,—
	per i Soci AEI e SIF	» 40,—
Un numero separato		» 6,—

ANNUARIO A. E. I. - N. 1 (Gennaio) - Elenco Soci - Pubblicazioni . Prezzo L. 10 — gratis ai Soci
N 2 (Luglio) - Repertorio Elettrotecnico - Variazioni al N. 1 . Prezzo L. 10,— gratis ai Soci

NORME DEL C. E. I.

Linee Aeree (cap. III Norme Impianti)	cad.	L. 3,—
	per i Soci	» 2,—
Norme per gli Impianti elettrici	cad.	» 6,—
	per i Soci	» 4,—
Norme per Macchine elettriche - Impianti di Bordo	cad.	» 9,—
	per i Soci	» 6,—
Norme per Olii isolanti - Interruttori in olio - Macchine elettriche per trazione - Isolatori di porcellana - Tubi elettronici a catodo incandescente e ad alto vuoto - Cavi in carta impregnata - Trasformatori di misura - Impianti elettrici nei teatri e cinematografi - Protezione delle radioaudizioni - Impianti elettromedicali - Cavi e conduttori isolati in gomma - Contatori monofasi ad induzione - Isolatori di vetro - Conduttori in rame nudo - Conduttori in alluminio e alluminio acciaio - Linee aeree di contatto - Raddrizzatori a vapori di mercurio - Simboli e notazioni - Segni grafici per gli schemi - Strumenti indicatori - Turbine a vapore d'acqua a condensazione - Isolatori per b. t. - Dielettrici - Accumulatori elettrici al piombo - Lampade ad incandescenza	cad.	» 4,50
	per i Soci	» 3,—

Per la raccolta completa di tutti i fascicoli di « Norme » in vigore, esistenti, sconto 10% sui prezzi esposti.

Cartella custodia		» 7,—
	per i Soci	» 7,—

STATISTICA DEGLI IMPIANTI ELETTRICI IN ITALIA.

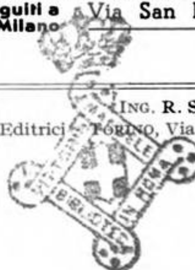
Vol. I. - Dati elettrotecnici sulle distribuzioni di energia elettrica nei Comuni, Impero e Colonie d'Italia (IV edizione)		L. 9.—
Vol II. Elenco delle **Centrali** di produzione di energia elettrica	**Prezzo ridotto**	» 100,—
	per i Soci	» 60,—

PUBBLICAZIONI VARIE.

L'OPERA DI A. VOLTA — L. 25,—	per i Soci	» 10,—
A. PACINOTTI: Descrizione di una macchinetta elettromagnetica (in 5 lingue)		» 4,—

Per acquisti rivolgersi all' **Ufficio Centrale dell'A. E. I.**
Via San Paolo, 10 — MILANO (2/2)
I VERSAMENTI possono essere eseguiti a mezzo posta giro al N. 3/1189 su Milano

ING. R. SAN NICOLÒ, *Direttore responsabile*
8683 - A. P. E. - Arti Poligrafiche Editrici - TORINO, Via Menabrea 9 - 12-11-938-XVII.



Vol. VII - N. 12 (PUBBLICAZIONE MENSILE) DICEMBRE 1938 - XVII

ALTA FREQUENZA

RIVISTA DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

SOTTO IL PATROCINIO
DEL CONSIGLIO NAZIONALE DELLE RICERCHE
DELL'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
DELLA SOCIETÀ ITALIANA DI FISICA







ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
MILANO (2/2) - VIA SAN PAOLO, N. 10

SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE

A.F. VII-12 DIC. 1938

VOL. VII DICEMBRE 1938-XVII N. 12

ALTA FREQUENZA

RIVISTA DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

Edita dall'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA

Redazione: Torino (116), Corso Massimo d'Azeglio, 42. *Amministrazione:* Milano (2/2), Via S. Paolo, 10. *Ufficio Pubblicità:* Milano (2/2), Via S. Paolo, 10.

È gradita la collaborazione dei lettori. Gli scritti dei singoli Autori non impegnano la Redazione e quelli della Redazione non impegnano il Comitato Direttivo. I manoscritti non si restituiscono.

ABBONAMENTO ANNUO . . . L. 50
PER I SOCI A.E.I. O S.I.F. » 40
UN NUMERO SEPARATO . . » 6

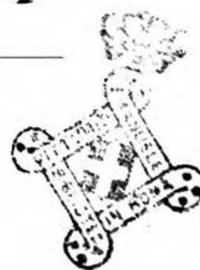
ANNATE ARRETRATE (FINCHÈ DISPONIBILI)
I (1932) L. 30; II (1933), III (1934),
IV (1935), V (1936), VI (1937) L. 40 CIASCUNA

SOMMARIO

Al presente fascicolo sono allegati il frontespizio e gl'indici del volume VII (1938).

Vol. VII Dicembre 1938-XVII N. 12

ALTA FREQUENZA



Studio di quadripoli.

Accade abbastanza spesso, nello sviluppo degli studi di una disciplina, che vengano ad un certo punto introdotte ipotesi restrittive della generalità dei casi o delle leggi esaminate, allo scopo precipuo di rendere più agevole e meno complessa la trattazione teorica. Poichè, nel momento in cui tali restrizioni sono formulate, i bisogni della tecnica corrispondente alla materia trattata sono pure limitati, le ipotesi introdotte sono accolte sempre più largamente, non soltanto dagli studiosi, ma anche da tutti coloro che si interessano alle applicazioni di quel certo campo. A poco a poco diviene quasi di prammatica fare riferimento a tali ipotesi semplificative, e si può perfino arrivare al punto che molti di quelli che utilizzano, nelle sue conseguenze pratiche, il sistema di cognizioni teoriche così costituitosi, non riflettano nemmeno che le ipotesi da porre a base della teoria potrebbero essere diverse da quelle abitualmente ammesse e che, soprattutto, la teoria stessa potrebbe essere svolta da un punto di vista assai più generale. Finchè lo sviluppo stesso delle applicazioni e il progredire della tecnica non spingono gli studiosi oltre i confini dei casi particolari prima studiati.

Un esempio di tutto ciò si è avuto nello svolgersi dello studio di quelle entità, schematizzanti innumerevoli apparecchi della elettrotecnica e più particolarmente della tecnica delle comunicazioni elettriche, che sono denominate quadripoli.

La teoria del quadripolo è stata ampiamente sviluppata, riferendosi al caso, in cui le sue estremità sono chiuse sulle corrispondenti impedenze immagini. Pur con tale limitazione la teoria ha dato frutti fecondi e ha trovato diffusione ed applicazioni assai notevoli, dimostrando come le ipotesi restrittive ben si adattassero, sotto molti punti di vista, ai casi da trattare in pratica, in ispecie nella tecnica della trasmissione telefonica. E non pochi avranno ormai ritenuto quasi assiomatico che

lo studio dovesse esser fatto in quelle condizioni; tanto che si preferiva, se mai, correggere a posteriori i risultati ottenuti col procedimento divenuto classico, per mezzo di fattori che tenessero conto delle così dette « perdite di riflessione » o di artifici consimili.

Ora invece il dottore Cocci, a completamento e sviluppo di impostazioni teoriche già avviate da altri autori, specie da Bode, Brandt, Cauer e Piloty, traccia la via da seguire per uno studio dei quadripoli chiusi su due resistenze generiche; limitandosi ad una classe di essi, assai importante per le applicazioni ai filtri e alle cellule variatrici di fase, e precisamente a quella dei quadripoli di pure reattanze.

È interessante notare che vengono affrontati e risolti, con sviluppi completi per i casi di cellule simmetriche od obbedienti a particolari leggi, non soltanto i problemi relativi alla determinazione delle funzioni di trasmissione di quadripoli, di cui è data la costituzione effettiva, ma anche i problemi inversi, non meno attraenti e importanti e di solito più difficili, nei quali, fissata solamente la configurazione del quadripolo (cioè scelta la così detta « cellula madre » di riferimento), si vogliono determinare i valori numerici da assegnare ai vari elementi di circuito, per ottenere una data funzione di trasmissione.

La lettura approfondita del lavoro richiede senza dubbio, da parte del lettore, una certa attenzione, dato che l'autore ha voluto attenersi ad una trattazione cui non mancassero la completezza ed il rigore matematico. Un'ulteriore difficoltà può essere costituita dal numero e dalla varietà di grandezze e di simboli, che necessariamente entrano in giuoco in queste trattazioni; per i principali di essi, tuttavia, la nostra rivista ha già dato altra volta [1] un quadro schematico ed illustrativo. Ma riteniamo che l'interesse dell'argomento e la presenza di un'illustrazione della teoria attraverso una serie di esempi di applicazioni pratiche, non mancheranno d'invogliare gli studiosi verso la nuova via, che a tutti, per la varietà notevolissima delle sue possibilità, offre importanti e utili sviluppi.

Schermi e motori d'aviazione.

Lo scintillamento è stato sempre un fenomeno che ha procurato noie agli elettrotecnici, sia a quelli che si occupano delle « correnti forti », per quanto si attiene alla commutazione delle macchine o al contatto delle linee per la trazione, sia a quelli che lavorano con le « correnti deboli », per quel che riguarda i disturbi indotti da ogni scarica negli apparati di telecomunicazione.

---

[1] Formulari per i quadripoli - A.F., 1937, VI, p. 333 e 403.

Ma esistono dispositivi, assai diffusi nella tecnica, che fanno uso, per il loro stesso funzionamento, della scintilla elettrica, anche se, nella loro costituzione generale, hanno poco a che fare con l'elettrotecnica: e sono i motori a scoppio.

Quando tali motori, con accensione fatta per mezzo di scintille elettriche, si trovano a bordo di aeromobili, sui quali grande importanza hanno pure gli impianti di radiocomunicazione e di radiogoniometria, vengono a collidere le esigenze contrarie di una produzione di scintille assai efficienti per l'accensione del motore e di una eliminazione dei disturbi arrecati dallo scintillamento ai radioapparati. Come è ben noto, si ovvia a tali disturbi, ricorrendo alla schermatura di tutto il complesso destinato all'accensione; ma ciò non resta senza riflessi anche sull'efficienza e sulla qualità delle scintille prodotte.

Sono interessanti i dati, che l'ingegnere MARCHISIO presenta nel suo articolo su questo tema. Sulla base di misure delle capacità introdotte dalla schermatura delle candele e dei cavetti di collegamento e con l'appoggio di osservazioni sperimentali sulle conseguenze di acconci provvedimenti, egli ha potuto raccogliere indicazioni qualitative e quantitative sul comportamento dell'apparato di accensione di motori a scoppio per aviazione, le quali attrarranno da un lato l'attenzione dei competenti e illustreranno d'altro canto il soggetto per i lettori non ancora edotti.



LA REDAZIONE.

FUNZIONI DI TRASMISSIONE DI QUADRIPOLI DI PURE REATTANZE INSERITI TRA DUE RESISTENZE

GIOVANNI COCCI

Sono studiate, in una prima parte, le funzioni di trasmissione in generale per reti passive ad elementi concentrati e, in particolare, la forma generale di una funzione di trasmissione di cui sia dato solo il modulo oppure la caratteristica di fase.

In una seconda parte si determinano le limitazioni supplementari cui deve soddisfare una funzione per rappresentare la funzione di trasmissione di un quadripolo di pure reattanze inserito tra due resistenze, e la forma del modulo della funzione di trasmissione che consenta di caratterizzare alcuni modi di inserzione di particolare importanza. Si esaminano poi le cellule simmetriche, le cellule variatrici di fase e le cellule antimetriche, e in particolare una classe di cellule mediante le quali è possibile ottenere funzioni di trasmissione eguali a quelle relative alle cellule simmetriche inserite tra resistenze eguali, ed estendere quindi tutta la teoria nota dei filtri al caso in cui generatore e carico siano costituiti da resistenze diverse. Alcuni metodi, che consentono di derivare queste cellule speciali dalle cellule simmetriche, sono pure esposti. Vengono inoltre stabilite la condizione generale, e due particolari forme di essa, affinchè una funzione data rappresenti la funzione di trasmissione di una cellula di pure reattanze inserita tra due resistenze.

In una terza parte in fine sono brevemente illustrate le applicazioni ai casi pratici delle varie proprietà precedentemente stabilite. A titolo di esempio è derivata l'espressione del modulo della funzione di trasmissione di catene di cellule semplici passa-basso inserite tra due resistenze.

Simboli usati.

A	funzione di trasmissione in generale;
A_0	funzione di trasmissione base per T assegnato;
A_0'	funzione di trasmissione base per B assegnato;
A_0''	caso particolare di A_0' quando il denominatore scompare;

A_1 .... funzione A_0 modificata in modo da potere essere attribuita ad un quadripolo di pure reattanze.
A_a, A_b, A_c, A_d .... funzioni di trasmissione per inserzioni semplificate;
A_s .... funzione di trasmissione di cellula simmetrica corrispondente a cellula con $\alpha - K\,\delta = K_3$;
B .... fase di una funzione di trasmissione;
C .... capacità;
D .... denominatore di A,
D_1 .... parte reale di D;
D_2 .... parte immaginaria di D;
D_1', D_2' .... derivate di D_1 e D_2 rispetto ad ω^2;
E .... derivata del logaritmo del modulo di A rispetto ad f;
F .... funzione razionale fratta arbitraria di p;
F_0 .... funzione di trasmissione con modulo unitario;
F_0' .... funzione di trasmissione con B costante;
F_0'' .... funzione F_0' con in più termini oscillatori puri;
F_1 .... particolare F_0 che trasforma A_0 in A_1;
G .... parte reale di un'ammettenza;
I .... corrente;
I_1 .... corrente entrante nel quadripolo a sinistra;
I_2 .... corrente entrante nel quadripolo a destra;
$I_2' = -I_2$
$K = R_1/R_2$
K_1, K_2 .... costanti derivate da K e K_3;
K_3 .... numero reale $= \alpha - K\,\delta$;
L .... induttanza;
M .... mutua induttanza;
N .... numeratore di A;
N_1 .... parte reale di N;
N_2 .... parte immaginaria di N;
N_1', N_2' .... derivate di N_1 e N_2 rispetto ad ω^2;
P .... funzione derivata da T;
$P_1 = P/\omega$
R .... resistenza;
R_0 .... valore di R_1 e R_2 quando sono eguali;
R_1 .... resistenza del generatore;
R_2 .... resistenza del carico;
S .... parte immaginaria di un'ammettenza;
T .... quadrato del modulo di A;
V .... tensione;
V_0 .... tensione del generatore;
V_1 .... tensione a sinistra del quadripolo;
V_2 .... tensione a destra del quadripolo;
W .... potenza;
X_1, X_2 .... reattanze dei rami del ponte rappresentante un quadripolo simmetrico;

X_1', X_2' .... derivate di X_1 e X_2 rispetto ad ω;
Y .... ammettenza;
Z .... impedenza;
Y', Z' .... ammettenza ed impedenza di un quadripolo misurate da sinistra e col quadripolo chiuso a destra sul carico;
Y'', Z'' .... ammettenza ed impedenza di un quadripolo misurate da destra e col quadripolo chiuso a sinistra sul generatore;
Z_I .... impedenza immagine di un quadripolo misurata da sinistra;
Z_{II} .... impedenza immagine di un quadripolo misurata da destra;
Z_{1a} .... impedenza a vuoto di un quadripolo misurata da sinistra;
Z_{1c} .... impedenza in corto circuito di un quadripolo misurata da sinistra;
Z_{2a}, Z_{2c} .... impedenze a vuoto ed in corto circuito di un quadripolo misurate da destra;
a .... parte reale di una radice;
a_{rs} .... coefficiente di Bode;
$a(\omega)$ .... parte reale di una funzione;
$b_0 = \dfrac{\gamma_0 R_0}{j}$
$b(\omega)$ .... parte immaginaria di una funzione;
$d_0 = \dfrac{\beta_0}{j R_0}$
f .... frequenza;
l, m, n .... coefficienti dello sviluppo di Z e Y in frazioni parziali;
$p = j\omega$ .... variabile;
q .... coefficiente numerico reale;
u .... rapporto di trasformazione;
$\Delta, \Delta_{11}, \Delta_{12}, \Delta_{22}, \Delta_{1122}$ polinomi di Bode;
$\alpha, \beta, \gamma, \delta$ .... caratteristiche di un quadripolo;
$\alpha_0, \beta_0, \gamma_0$ .... caratteristiche di un quadripolo simmetrico;
$\alpha', \beta', \gamma', \delta'$ ...... caratteristiche della cellula madre;
ζ_1, ζ_2 .... impedenze del ponte rappresentante una cellula simmetrica;
ϑ .... attenuazione complessa di un quadripolo;
$\lambda = p^2 = -\omega^2$ .... variabile ausiliaria;
σ .... coefficiente numerico reale positivo;
$\omega = 2\pi f$ .... pulsazione.

Introduzione.

La teoria generale delle reti può essere divisa in teoria dei bipoli o reti ad una coppia di morsetti, teoria dei quadripoli o reti a due coppie di morsetti e teoria degli n-poli.

La teoria dei bipoli è oggi in uno stato di sviluppo soddisfacente soprattutto per merito dei lavori di Foster, Brune e Cauer (bibliografia 10, 6, 7, 8).

La teoria dei quadripoli è stata abbastanza studiata anche nel caso generale, ma il maggiore sviluppo si è avuto per il caso di quadripoli chiusi alle due estremità sulle impedenze immagine. Questa limitazione ha permesso di studiare in modo non troppo complesso reti complicate e di sviluppare con ampiezza sufficiente per i bisogni della tecnica, la teoria dei filtri, delle reti per la correzione della distorsione, e di altre reti analoghe usate per scopi tecnici vari.

L'ipotesi fatta porta però un certo numero di inconvenienti nelle applicazioni pratiche: anzitutto non si può effettuare con esattezza la chiusura del quadripolo sull'impedenza caratteristica e quindi nelle applicazioni bisogna sempre ricorrere a calcoli sussidiari per valutare l'effetto delle conseguenti riflessioni; inoltre, se tale tipo di giunzione corrisponde abbastanza bene ai bisogni dei telefonisti, non altrettanto avviene in numerose altre applicazioni tecniche, nelle quali l'imposizione che il generatore veda il carico con una resistenza eguale a quella interna (con massima potenza fornita, ma rendimento del 50 %) non è conveniente e porta a limitazioni artificiose nella risoluzione del problema.

La possibilità di stabilire una teoria dei filtri e delle reti consimili non legata alla chiusura delle cellule sull'impedenza immagine è stata vista da diversi autori (bibliografia 2, 4, 15); sono stati ottenuti risultati interessanti in casi particolari, ma non è stato affrontato il caso generale.

Nel presente lavoro verrà iniziato lo studio delle funzioni di trasmissione, e precisamente in una prima parte ne verranno studiate le proprietà matematiche principali; in una seconda parte verranno invece studiate le loro caratteristiche quando un quadripolo di pure reattanze sia inserito tra due resistenze; e infine in una terza parte saranno illustrate alcune applicazioni della teoria a casi particolari.

PARTE I.

FUNZIONI DI TRASMISSIONE IN GENERALE.

1. - Generalità.

Data una rete passiva lineare ad elementi concentrati (che presenti cioè soltanto resistenza, capacità, induttanza propria e mutua) alimentata con la tensione V_1 (di pulsazione ω) applicata tra due morsetti di entrata, indicando con V_n la tensione tra due punti della rete e con I_m la corrente in un elemento della rete si ha:

$$\frac{V_1}{V_n} = A_n(p) \; ; \qquad \frac{V_1}{I_m} = Z_m(p) \; ;$$

nelle quali A_n e Z_m vengono definite funzioni di trasmissione con $p = j\omega$.

All'alimentazione di tensione si può sostituire l'alimentazione con un generatore di corrente costante I_1, ottenendo analogamente:

$$\frac{I_1}{V_n} = Y_n(p) \; ; \qquad \frac{I_1}{I_m} = A_m(p) \; ;$$

dove pure Y_n e A_m sono funzioni di trasmissione.

Nella trattazione che segue vengono specialmente studiate le funzioni A, che sono numeri; la trattazione si applica tuttavia integralmente anche alle funzioni Z_m ed Y_n, con la sola avvertenza che esse hanno le dimensioni di un'impedenza e di un'ammettenza rispettivamente.

La funzione A è evidentemente una funzione razionale fratta; possiamo perciò scrivere:

[1] $$A(p) = \frac{N(p)}{D(p)} \, ,$$

dove $N(p)$ e $D(p)$ sono polinomi a coefficienti reali nella variabile p. Le radici del denominatore possono essere qualunque e cioè o reali, positive o negative, oppure immaginarie coniugate con parte reale positiva, nulla o negativa. Le radici del numeratore sono invece vincolate ad avere la parte reale nulla o negativa, essendo gli esponenti delle oscillazioni libere della rete. È poi da ricordare che le radici, sia del numeratore sia del denominatore, possono essere multiple. Assumendo p come variabile complessa lungo l'asse immaginario $j\omega$, numeratore e denominatore diventano funzioni complesse della variabile ω; posto $\lambda = p^2 = -\omega^2$ si può quindi scrivere:

[2] $$A(j\omega) = \frac{N_1(\lambda) + p\, N_2(\lambda)}{D_1(\lambda) + p\, D_2(\lambda)}$$

e mettere la funzione di trasmissione sotto la forma:

[3] $$A(j\omega) = \sqrt{T(\lambda)} \cdot e^{+jB} \, ,$$

con

[4] $$T(\lambda) = \frac{N_1^2 - \lambda N_2^2}{D_1^2 - \lambda D_2^2} \; ; \quad \mathrm{tg}\, B = \omega \, \frac{N_2 D_1 - N_1 D_2}{N_1 D_1 - \lambda N_2 D_2} \; .$$

2. - Funzioni derivate notevoli.

Per le applicazioni pratiche ha grande importanza la funzione T (quadrato del modulo); essa è una funzione razionale fratta reale di λ. Da T si deriva la funzione:

[5] $$E = \frac{d}{df} \log \sqrt{T} = \frac{2\pi}{T} \, \omega \, \frac{dT}{d\omega^2} \, ,$$

che esprime la velocità di variazione dell'attenuazione con la frequenza (in neper per hertz), ed ha importanza per i filtri.

La quantità B è poco usata direttamente; viene invece normalmente considerata la funzione:

[6] $$\frac{d\,B}{d\,\omega} = \frac{N_1 N_2 + 2\,\lambda\,(N_1' N_2 - N_1 N_2')}{N_1^2 - \lambda\,N_2^2} + \frac{2\,\lambda\,(D_1 D_2' - D_1' D_2) - D_1 D_2}{D_1^2 - \lambda\,D_2^2}$$

$\left(\text{ove: } N_1' = \frac{d\,N_1}{d\,\omega^2}\;;\quad D_1' = \frac{d\,D_1}{d\,\omega^2}\;;\quad N_2' = \frac{d\,N_2}{d\,\omega^2}\;;\quad D_2' = \frac{d\,D_2}{d\,\omega^2}\right)$, che è pure funzione reale razionale fratta di λ. Essa ha le dimensioni di un tempo ed in molti casi è stata interpretata come « pseudo tempo di propagazione » di un segnale di pulsazione ω attraverso alla rete.

Per vedere meglio l'andamento di queste funzioni consideriamo i contributi delle varie radici del numeratore e del denominatore della [1] alle singole funzioni; una coppia di radici coniugate del numeratore dà:

$$p_r = -a \pm j\,\omega_0\,;$$

[7] $$T_r = (a^2 + \omega_0^2 - \omega^2)^2 + 4\,\omega^2 a^2\,;\quad E_r = \frac{4\,\pi\,\omega\,(\omega^2 + a^2 - \omega_0^2)}{T_r}\,;$$

$$\frac{d\,B_r}{d\,\omega} = \frac{2\,a\,(\omega^2 + a^2 + \omega_0^2)}{T_r}\,.$$

Se la parte reale è nulla si ha:

$$p_r = \pm j\,\omega_0\,;$$

[8] $$T_r = (\omega_0^2 - \omega^2)^2\;;\quad E_r = \frac{4\,\pi\,\omega}{\omega^2 - \omega_0^2}\;;$$

$\frac{d\,B_r}{d\,\omega} = 0$ (eccetto che per $\omega = \omega_0$, per cui B_r aumenta bruscamente di π).

Una radice reale negativa dà:

$$p_r = -a\,;$$

[9] $$T_r = a^2 + \omega^2\;;\qquad E_r = \frac{2\,\pi\,\omega}{T_r}\;;\qquad \frac{d\,B_r}{d\,\omega} = \frac{a}{T_r}\,.$$

Per una radice del denominatore, il contributo a T passa pure al denominatore, mentre i contributi ad E e $\frac{d\,B}{d\,\omega}$ cambiano segno; bisogna inoltre tenere presente che le radici del denominatore possono avere parte reale positiva.

Per formare le funzioni complete, i singoli contributi devono essere moltiplicati fra loro per ricavare la funzione T e sommati invece fra loro algebricamente per trovare E e $\frac{d\,B}{d\,\omega}$.

3. - Relazione tra funzione e modulo.

È noto da tempo che tra A, T e B esistono alcune relazioni che permettono di determinare, almeno in parte, due di esse data la terza. Per l'impedenza di bipoli la relazione è abbastanza stretta ed è sufficiente dare T per determinare univocamente A e B ed anche l'assegnare solo B vincola in modo stretto A e T (bibliografia 1).

Per le funzioni di trasmissione il vincolo non è così stretto e questo in seguito alla possibile presenza di radici con parte reale positiva al denominatore.

Cominciamo ad esaminare il caso in cui sia assegnato T. Partendo da un $A(p)$ arbitrario in cui siano $p_1, p_2, p_3, \ldots$ e $p_1', p_2', p_3', \ldots$ le radici rispettivamente del numeratore e del denominatore, possiamo scrivere:

$$A(p) = q \frac{(p - p_1)(p - p_2) \ldots}{(p - p_1')(p - p_2') \ldots},$$

e la funzione T risulta espressa da:

$$T(j\omega) = q^2 \frac{|j\omega - p_1|^2 \cdot |j\omega - p_2|^2 \cdot \ldots}{|j\omega - p_1'|^2 \cdot |j\omega - p_2'|^2 \cdot \ldots},$$

con numero doppio di radici e poli e precisamente ad ogni radice o polo reale $p_i = a$ di A corrisponde una coppia di radici o poli $p_i = \pm a$ di T, mentre ad ogni coppia di radici o poli coniugati $p_i = a \pm j\omega_0$ di A corrispondono 4 radici o poli $p_i = \pm a \pm j\omega_0$ di T. Si vede subito che:

a) dalle radici e poli di T non si può dedurre il segno della parte reale delle corrispondenti radici e poli di A;

b) coppie di radici e poli di A, che differiscano solo per il segno della parte reale, si elidono in T dando al numeratore ed al denominatore fattori eguali.

Per altra via sappiamo che le radici di A devono avere parte reale negativa, ma nulla sappiamo dei poli. Se ne deduce che, data T, A è determinata a meno del fattore:

$$[10] \qquad F(p) = \prod_s \frac{p + a_s}{p - a_s} \cdot \prod_r \frac{(p + a_r + j\omega_r)(p + a_r - j\omega_r)}{(p - a_r + j\omega_r)(p - a_r - j\omega_r)}.$$

Questo risultato si può ricavare anche direttamente; siano A_1 e A_2 due funzioni di trasmissione con eguale modulo T; abbiamo:

$$\frac{A_1}{A_2} = F(p),$$

dove $F(p)$ deve essere una funzione razionale fratta a modulo unitario. È facile vedere che essa deve essere del tipo [10].

Fra tutte le funzioni di trasmissione aventi eguale modulo definiamo funzione base A_0 quella che ha tutte le radici e poli con parte reale negativa (o nulla). Tale funzione si determina in modo univoco da T scartando la metà di poli e di radici che hanno parte reale positiva; se qualche parte reale è nulla, radici e poli di T sono corrispondentemente doppi e basta scartarne la metà. La funzione generale A corrispondente alla T data sarà allora:

$$[11] \qquad A(p) = A_0(p) \cdot F_0(p),$$

dove F_0 è arbitraria ma del tipo [10], con tutti gli a (come scritti nella formula) positivi.

Nel caso in cui sia assegnato B è necessario discutere un momento il contributo dei termini oscillatori puri. In corrispondenza di tali radici,

come illustrato dalla [8], B varia bruscamente di π e quindi $\frac{dB}{d\omega}$ ha un infinito discontinuo, ma non è possibile sapere a priori se, per ω crescente, B aumenta o diminuisce di π e quindi se $\frac{dB}{d\omega}$ ha un infinito positivo o negativo.

Studiando una rete particolare si può sciogliere il dubbio considerandola come caso limite di una rete più generale, nella quale, in serie con tutte le reattanze, siano state inserite piccole resistenze che poi si fanno sparire; questo corrisponde anche ai casi reali in cui dette resistenze, anche se di valore trascurabile, sono in realtà presenti. A causa di esse le radici oscillatorie pure scompaiono e sono sostituite da radici con parte reale non nulla; facendo tendere a zero le resistenze ausiliarie anche gli a tendono a zero, ma si conosce il segno della variazione di B.

Bisogna poi fare attenzione che se, per determinare $\frac{dB}{d\omega}$, si parte da tg B, ottenuta dividendo la parte immaginaria per la parte reale della funzione di trasmissione, non si tien conto di queste singolarità che devono essere aggiunte a parte.

Ritornando al caso generale, supponiamo di avere assegnato $\frac{dB}{d\omega}$; scomponendola nella somma di frazioni parziali potremo scriverla in modo univoco sotto la forma:

[12] $$\frac{dB}{d\omega} = \sum_r \frac{2\,a_r\,(\omega^2 + a_r^2 + \omega_r^2)}{(\omega_r^2 + a_r^2 - \omega^2) + 4\,a_r^2\,\omega^2} + \sum_s \frac{a_s}{\omega^2 + a_s^2} + \sum_t \text{singolarità con } \Delta B = \pm\pi \text{ per } \omega^2 = \omega_t^2\,.$$

Ricordando ora che una radice con parte reale negativa dà un contributo positivo a $\frac{dB}{d\omega}$ se si trova al numeratore e negativo se si trova al denominatore, (analogamente a quanto è stato fatto nel caso in cui era assegnato T) dobbiamo attribuire al numeratore tutti i termini con a_r e a_s positivi e $\Delta B = +\pi$ e gli altri al denominatore; possiamo per ciò scrivere la funzione derivata base sotto la forma:

[13] $$A_0'(p) = \frac{\prod_r [\omega_r^2 + (a_r + p)^2] \cdot \prod_s [p + a_s] \cdot \prod_t [p^2 + \omega_t^2]}{\prod_{r'} [\omega_{r'}^2 + (a_{r'} + p)^2] \cdot \prod_{s'} [p + a_{s'}] \cdot \prod_{t'} [p^2 + \omega_{t'}^2]}\,.$$

La funzione generale deve avere al numeratore solo termini con parte reale negativa o con $\Delta B = +\pi$; e si può perciò porre:

[14] $$A(p) = A_0'(p) \cdot F_0'(p)\,,$$

nella quale $F_0'(p)$ è ovviamente del tipo:

$$[15] \quad F_0'(p) = q \cdot \prod_{r''} \frac{1}{[\omega_r''^2 + (a_r'' + p)^2]\,[\omega_r''^2 + (p - a_r'')^2]} \cdot$$

$$\cdot \prod_{s''} \frac{1}{(p + a_s'')\,(p - a_s'')} \cdot \prod_{t''} \frac{1}{(p^2 + \omega_t''^2)^2} \,;$$

q è un moltiplicatore numerico arbitrario che evidentemente non influenza la fase; i termini oscillatori puri con ω sono doppi, poichè le due radici si devono considerare come caso limite di due radici aventi l'una parte reale positiva, l'altra parte reale negativa.

PARTE II.

FUNZIONI DI TRASMISSIONE DI QUADRIPOLI DI PURE REATTANZE INSERITI TRA DUE RESISTENZE.

4. - Parte generale.

La teoria generale dei quadripoli di pure reattanze è stata ampiamente sviluppata da molti autori e non è il caso di ripeterla qui.

Dato un quadripolo di pure reattanze inserito tra due resistenze R_1 ed R_2, una delle quali contiene quella del generatore (fig. 1), si ottiene per la funzione di trasmissione l'impressione (1):

---

(1) La funzione di trasmissione può essere data utilizzando uno qualunque dei tanti gruppi di parametri che caratterizzano il quadripolo e a titolo di esempio diamo anche l'espressione in funzione dei coefficienti α, β, γ, δ del sistema di equazioni che definiscono il quadripolo stesso; al primo posto è stata però messa l'espressione utilizzante i polinomi di Bode, sebbene si tratti di parametri scarsamente usati, perchè l'espressione così ottenuta presenta i seguenti vantaggi per la trattazione teorica che segue:

a) poichè i Δ sono polinomi, si ha in forma esplicita l'espressione del numeratore e del denominatore della funzione A;

b) il polinomio a denominatore Δ_{12} è un polinomio in λ ed è quindi reale anche lungo l'asse immaginario $p = j\,\omega$ e questo consente di semplificare la trattazione limitando al numeratore la presenza di termini complessi.

Trattando problemi specifici non è necessario passare attraverso ai polinomi di Bode ed è più comodo scrivere la funzione di trasmissione in modo normale; per ottenerla poi però nella forma utilizzata per le analisi che seguono (e che è caratterizzata dal fatto che il denominatore è reale anche lungo l'asse immaginario) si deve procedere nel seguente modo:

1) scrivere la funzione di trasmissione sotto forma di funzione razionale fratta di p;

2) eliminare tutte le radici comuni al numeratore e al denominatore;

3) scindere il denominatore nel prodotto di due polinomi di cui il primo, contenendo tutte le radici oscillatorie pure, oppure reali e a coppie positive e negative, o infine complesse e a gruppi di 4 con parte reale positiva e negativa, risulta funzione di λ, mentre il secondo comprende le altre radici e risulta quindi funzione di p;

4) moltiplicare numeratore e denominatore per il polinomio coniugato (lungo l'asse $p = j\,\omega$) del secondo termine del denominatore.

$$[16]\quad A = \frac{V_0}{V_2} = \frac{(\Delta_{22} + K\Delta_{11}) + \left(\frac{\Delta}{p R_2} + p R_1 \Delta_{1122}\right)}{\Delta_{12}} = (\alpha + K\delta) + $$
$$+ (\gamma R_1 + \beta / R_2)$$

(dove $K = R_1/R_2$). Questa è una funzione di trasmissione del tipo generale già considerato, tuttavia con le seguenti ulteriori limitazioni:

a) Il numeratore ha solo radici con parte reale negativa; e non radici oscillatorie pure, la cui presenza implicherebbe nella risposta in transitorio l'esistenza di oscillazioni libere non smorzate, ciò che è manifestamente impossibile se R_1 ed R_2 non sono ambedue nulle o infinite.

b) Il denominatore ha gruppi di 4 radici $p = \pm a \pm j \omega_0$ o coppie di radici $p = \pm a$ o coppie di radici con parte reale positiva $p = a \pm j \omega_0$ oppure radici oscillatorie $p = \pm j \omega_0$ o infine radici reali positive singole $p = a$, ma non radici reali negative $p = -a$ nè coppie di radici con parte reale negativa del tipo $p = -a \pm j \omega_0$.

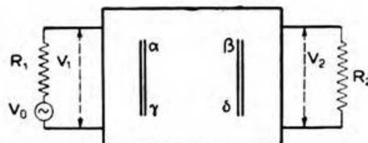


Fig. 1. — Quadripolo di pure reattanze inserito tra generatore e carico resistivi.

Il denominatore, come scritto nella [16] è un polinomio in λ con coefficienti reali e quindi con coppie di radici $p = \pm a$ o $p = \pm j \omega_0$ oppure con gruppi di 4 radici del tipo $p = \pm a \pm j \omega_0$; alcune delle radici con parte reale negativa possono eventualmente elidersi con radici eguali nel numeratore, come scritto nella [16]. Radici con parte reale positiva nel numeratore della [16] che si cancellassero con eguali radici al denominatore sarebbero possibili secondo il ragionamento fatto in *a*), ma un esame più attento ci mostra che tali radici non possono esistere, in quanto le radici del denominatore sono indipendenti da R_1 e da R_2, mentre le radici del numeratore sono funzioni di R_1 e di R_2, oppure sono comuni a tutti i Δ; ora queste eventuali radici del numeratore con parte reale positiva devono essere costanti, dovendo sempre elidersi con radici eguali del denominatore e non potendo d'altra parte essere (come risulta dalle proprietà dei Δ esposte nell'appendice) radici comuni dei Δ, e quindi non possono esistere.

c) La quantità:

$$[17]\qquad j \operatorname{tg} B = \frac{\gamma R_1 + \beta / R_2}{\alpha + K\delta} = \frac{\frac{\Delta}{p R_2} + p R_1 \Delta_{1122}}{\Delta_{22} + K \Delta_{11}}$$

ha la forma di impedenza di una rete di pure reattanze, cioè è una funzione immaginaria pura di ω, nella quale le radici del numeratore e del denominatore, tutte del tipo $p = \pm j\,\omega_0$, si separano fra di loro, cioè tra due radici del denominatore ne è sempre compresa una del numeratore e viceversa; tg B risulta cioè funzione sempre crescente della frequenza.

La funzione considerata si può anche scrivere:

$$[18] \qquad j \operatorname{tg} B = \frac{R_1 + \dfrac{Z_{1a} Z_{2c}}{R_2}}{Z_{1a} + K Z_{2a}} = \frac{R_1}{Z_{1a} + K Z_{2a}} + \frac{R_1}{\dfrac{R_1 R_2}{Z_{2c}} + \dfrac{R_1^2}{Z_{1c}}}$$

che è l'espressione dell'ammettenza della rete rappresentata in figura 2 moltiplicata per R_1.

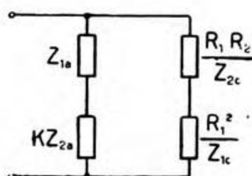


Fig. 2. — Rete equivalente a j tg B.

Da queste tre limitazioni si deducono le seguenti conclusioni per le funzioni derivate.

1) La funzione T è positiva, non nulla, ed eventualmente infinita. Essa potrebbe infatti essere nulla soltanto in corrispondenza delle radici oscillatorie pure del numeratore delle quali abbiamo esclusa l'esistenza [a) e b)], e diventa invece infinita in corrispondenza delle radici oscillatorie pure del denominatore delle quali si è vista la possibilità.

2) La funzione $\dfrac{dB}{d\omega}$ è sempre positiva, non nulla e finita, salvo infiniti discontinui. L'essere positiva è conseguenza diretta della c); l'essere non nulla è conseguenza del fatto che il denominatore non può avere radici con parte reale negativa che non siano accoppiate con corrispondenti radici con parte reale positiva e quindi con contributo nullo a $\dfrac{dB}{d\omega}$, e che tutte le altre radici dànno contributi positivi, finiti e non nulli. Le radici oscillatorie pure del denominatore dànno gli infiniti discontinui ed isolati.

Esaminiamo ora con maggiore attenzione la funzione T; risulta:

$$[19] \qquad T = (\alpha + K\,\delta)^2 - (R_1\,\gamma + \beta/R_2)^2\ ,$$

he può essere posta sotto la forma molto importante:

[20] $$T = 4\,K + (\alpha - K\,\delta)^2 + \left(\frac{R_1\,\gamma}{j} - \frac{\beta}{j\,R_2}\right)^2 ,$$

dalla quale si deduce il seguente teorema.

Teorema del valore minimo. - La funzione T per un quadripolo di pure reattanze, inserito tra un generatore con resistenza interna R_1 ed un carico R_2, ha come valore minimo $\frac{4\,R_1}{R_2}$.

Questo teorema è una conseguenza immediata della [20] in quanto i due termini quadratici aggiunti, come quadrati di quantità reali, non possono mai essere negativi e possono al minimo essere ambedue contemporaneamente nulli.

Questo teorema si può dedurre anche direttamente notando che il quadripolo, non contenendo resistenze, non assorbe energia e nelle migliori condizioni può comportarsi come un trasformatore ideale, che fa vedere al generatore il carico col valore R_1 .

L'espressione [20] è poi utile per definire alcune interessanti classi di funzioni di trasmissione, come vedremo meglio in seguito. Ora ci resta da considerare la relazione tra modulo ed argomento.

Quando è data T, la funzione A_0, deducibile nel modo indicato, non soddisfa alle limitazioni presenti, avendo tutte le radici del denominatore con parte reale negativa (o eventualmente nulla); definiremo allora una seconda funzione base A_1 mediante la:

[21] $$A_1 = A_0\,F_1 \;,$$

dove F_1 è una particolare F_0 col numero di termini strettamente necessari per rendere A_1 del tipo desiderato.

Quando è dato il modulo, A_0' risulta automaticamente del tipo desiderato e si ha:

[22] $$A_0'(p) = \frac{\prod_r \left[\omega_r^2 + (a_r + p)^2\right] \cdot \prod_s (p + a_s)}{\prod_{t'} (p^2 + \omega_{t'}^2)} .$$

Nei due casi considerati la funzione generale si ottiene con le relazioni:

[23] $$A = A_1 \cdot F_0 \;; \quad A = A_0' \cdot F_0' \;;$$

nelle quali F_0 e F_0' sono ancora del tipo generale già definito.

5. - Cellule simmetriche inserite tra resistenze eguali.

Questo caso è molto importante sia perchè comprende tutte le cellule simmetriche usate come filtri, sia perchè permette importanti semplificazioni nell'espressione della funzione di trasmissione e delle funzioni derivate.

In questo caso è:

$$\alpha = \delta = \alpha_0 \;; \quad R_1 = R_2 = R_0 \;; \quad K = 1 \;; \quad \alpha_0^2 = 1 + \beta\gamma \;.$$

Ponendo, per semplificare:

$$b_0 = \frac{\gamma R_0}{j} \; ; \quad d_0 = \frac{\beta}{j R_0} \; ; \quad P = \frac{b_0 - d_0}{2} \; ;$$

si ottiene:

[24]
$$A = 2 a_0 + j (b_0 + d_0) \; ;$$
$$T = 4 (1 + P^2) \; ;$$
$$E = 4 \pi \cdot \frac{P}{1 + P^2} \cdot \frac{d P}{d \omega} \; ;$$
$$\frac{d B}{d \omega} = \frac{2 a_0 \frac{d}{d \omega} (b_0 + d_0) - 2 (b_0 + d_0) \frac{d a_0}{d \omega}}{T} \; .$$

Introducendo i parametri impedenza immagine (Z_I) e attenuazione (ϑ) si ha:

[25]
$$A = \cosh \vartheta + \frac{\operatorname{senh} \vartheta}{j} \left(\frac{R_0}{Z_I} + \frac{Z_I}{R_0} \right) \; ;$$
$$P = \frac{1}{2 j} \frac{R_0^2 - Z_I^2}{R_0 Z_I} \cdot \operatorname{senh} \vartheta \; ;$$
$$\operatorname{tg} B = \frac{1}{2 j} \cdot \frac{R_0^2 + Z_I^2}{R_0 Z_I} \cdot \operatorname{tgh} \vartheta \; ;$$
$$\frac{d B}{d \omega} = \frac{1}{T} \left[\frac{2}{j} \left(\frac{R_0}{Z_I} + \frac{Z_I}{R_0} \right) \frac{d \vartheta}{d \omega} - 4 p \frac{\cosh \vartheta}{Z_I} \frac{d Z_I}{d \omega} \right] \; ;$$

ed infine, introducendo i parametri ζ_1 e ζ_2 che rappresentano le impedenze della cellula a ponte, e ponendo:

[26]
$$X_1 = \frac{\zeta_1}{j} \; ; \quad X_2 = \frac{\zeta_2}{j} \; ; \quad X_1' = \frac{d X_1}{d \omega} \; ; \quad X_2' = \frac{d X_2}{d \omega} \; ;$$

si ottengono le seguenti formule, molto comode per i calcoli pratici:

[27]
$$P = \frac{R_0^2 + X_1 X_2}{R_0 (X_2 - X_1)} \; ;$$
$$E = 2 \pi P R_0 \left(\frac{X_1'}{R_0^2 + X_1^2} - \frac{X_2'}{R_0^2 + X_2^2} \right) \; ;$$
$$\operatorname{tg} B = \frac{X_1 X_2 - R_0^2}{R_0 (X_1 + X_2)} \; ;$$
$$\frac{d B}{d \omega} = R_0 \left(\frac{X_1'}{R_0^2 + X_1^2} + \frac{X_2'}{R_0^2 + X_2^2} \right) \; .$$

Dalle diverse formule scritte si possono trarre alcune interessanti deduzioni. Considerando prima P, si vede che essa è una funzione dispari della frequenza, cioè può essere scritta sotto la forma:

$$P = \omega \, P_1 (\lambda) \; ,$$

dove $P_1 (\lambda)$ è una funzione razionale fratta di λ, e che ha radici solo in zone passanti e poli solo in zone attenuate. Ciò si può dedurre, ad esempio,

dalla prima delle [27], dalla quale risulta che P si annulla solo per $R_0^2 = -X_1 X_2$ (cioè per X_1 e X_2 con segno alterno) mentre è infinita per $X_1 = X_2$ oppure per X_1 e X_2 ambedue infiniti; eventi che si verificano soltanto il primo nelle zone passanti, gli altri due nelle zone attenuate. Sempre dalla stessa espressione si vede poi che condizione sufficiente perchè P sia piccolo è che R_0 sia molto prossimo a $\sqrt{-X_1 X_2}$ cioè all'impedenza caratteristica della cellula, ma che tale condizione non è necessaria in quanto P piccolo si può avere anche per $(X_2 - X_1)$ grande. In generale per X_2/X_1 abbastanza diverso da 1, si può avere P piccolo anche se R_0 è notevolmente diverso dalla impedenza caratteristica e eventualmente in zone attenuate. Questo, per altra via, conferma la possibilità di progettare filtri non chiusi su impedenza caratteristica.

L'espressione di P data dalla seconda delle [25] è invece particolarmente comoda per calcolare l'attenuazione effettiva di catene di cellule congiunte per impedenza caratteristica, in modo cioè che non vi siano riflessioni.

Per quanto riguarda poi E e $\dfrac{d\,B}{d\,\omega}$ le formule più comode per il calcolo sono le [27].

6. - Cellule variatrici di fase.

Un caso particolarmente importante anche per la teoria è quello delle cellule simmetriche variatrici di fase caratterizzate dal fatto che la loro impedenza immagine, che in questo caso coincide con l'impedenza caratteristica, è una resistenza costante:

$$\zeta_1 \zeta_2 = R_0^2 .$$

Come si vede da tale formula, le due impedenze del ponte sono reciproche di resistenza con ragione R_0.

Se una di tali cellule è inserita tra una delle resistenze terminali ed il resto della rete ed è adattata a tale resistenza (cioè la sua impedenza immagine è eguale al valore della resistenza a cui è congiunta), allora essa modifica la funzione di trasmissione, moltiplicandola solo per una funzione sfasatrice F a modulo unitario del tipo generale prima studiato. In tal caso l'impedenza con cui il resto della rete vede il complesso cellula sfasatrice più resistenza, è ancora una resistenza costante e quindi nessuna perturbazione viene portata al funzionamento del resto della rete. La funzione di trasmissione globale si otterrà allora semplicemente moltiplicando la funzione di trasmissione del resto della rete, inserita tra le due resistenze terminali, per la funzione di trasmissione della cellula sfasatrice inserita tra due resistenze eguali al valore di quella cui la cellula sfasatrice è congiunta e adattata, divisa per due (in quanto tale fattore è già conglobato nella funzione di trasmissione del resto della rete).

La funzione di trasmissione della cellula variatrice di fase è data da:

$$A = 2\frac{\zeta_2 + R_0}{\zeta_2 - R_0} \qquad [28]$$

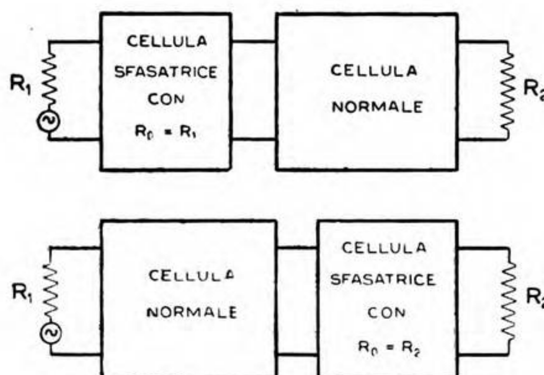


Fig. 3. — Esempi di inserzione di una cellula sfasatrice.

ed è evidentemente a modulo unitario, se divisa per 2, e del tipo generale della funzione F. La cellula sfasatrice può essere inserita indifferentemente sia prima del carico R_2, sia dopo il generatore, come è illustrato nella figura 3. La cellula sfasatrice generale può poi essere scissa in una catena

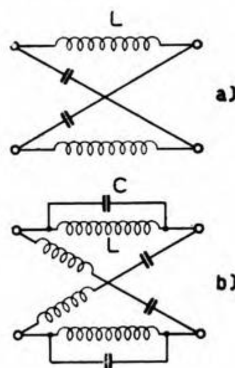


Fig. 4. — Cellule sfasatrici semplici.

di cellule semplici congiunte per impedenza immagine. Le cellule sfasatrici semplici sono di due tipi rappresentati in figura 4 ed hanno le seguenti caratteristiche di fase:

[29]
$$\frac{dB}{d\omega} = \frac{2\,\frac{L}{R}}{1 + \omega^2 \frac{L^2}{R^2}} \quad \text{per la cellula } a) \; ;$$

$$\frac{dB}{d\omega} = \frac{2\,L}{R} \, \frac{1 + \omega^2 LC}{(1 - \omega^2 LC)^2 + \omega^2 \frac{L^2}{R^2}} \quad \text{per la cellula } b) \; .$$

In corrispondenza di una data funzione T potremo allora definire come rete base quella la cui funzione di trasmissione è data da A_1; la rete generale con eguale T si otterrà allora aggiungendo da una delle due parti una catena arbitraria di cellule variatrici di fase adattate alla resistenza terminale e congiunte per impedenza immagine. Le cellule sfasatrici possono anche essere inserite dalle due parti contemporaneamente a piacere. Siamo così riusciti a dare una rappresentazione generale di una funzione di trasmissione definita col solo modulo.

7. - Cellule con $\alpha - K\delta$ = costante.

Questo gruppo di cellule con inserzione speciale è molto importante per le applicazioni pratiche, poichè permette di estendere al caso generale di generatore e carico non saldati per impedenza immagine la teoria generale dei filtri simmetrici chiusi tra due resistenze eguali.

Per analizzare tale gruppo poniamo:

[30]
$$\alpha - K\delta = K_1 (1 - K_2) = K_3$$

dove K_1 e K_2 sono due nuove costanti legate dalla relazione:

[31]
$$K_1^2 K_2 = K.$$

Dalle due equazioni [30] e [31] si deduce:

[32]
$$K_1^2 = \frac{K}{K_2} \; ; \quad K_2 = \left(1 + \frac{K_3^2}{2K}\right) \pm \sqrt{\frac{K_3^2}{2K}\left(2 + \frac{K_3^2}{2K}\right)} \; ;$$

ed il segno di K_1 è definito da quello di K_3.

Consideriamo ora la cellula simmetrica definita da:

[33]
$$\alpha_0 = \frac{\alpha + K\delta}{K_1 (1 + K_2)} \; ; \quad \beta_0 = \frac{2\,\beta\,K}{K_1 (1 + K_2)} \; ; \quad \gamma_0 = \frac{2\,\gamma}{K_1 (1 + K_2)} \; ;$$

il che è possibile solo se:

$$\alpha_0^2 - \beta_0 \gamma_0 = \frac{(\alpha - K\delta)^2 + 4\,K}{K_1^2 (1 + K_2)^2} = 1 \; ,$$

inserita tra due resistenze eguali e di valore R_1. La funzione di trasmissione risulta:

$$A_1 = 2\,\alpha_0 + \frac{\beta_0}{R_1} + \gamma_0 R_1 = \frac{2}{K_1 (1 + K_2)} \left[(\alpha + K\delta) + (\gamma R_1 + \beta/R_2)\right] \; ,$$

cioè la funzione di trasmissione della cellula originaria è legata a quella della cellula simmetrica derivata dalla relazione semplice:

$$A = A_1 \cdot \frac{K_1 (1 + K_2)}{2} \tag{34}$$

e ne differisce quindi soltanto per un moltiplicatore numerico.

Si possono quindi scrivere, anche per la cellula di partenza, relazioni semplificate analoghe a quelle che si hanno per cellule simmetriche: ad esempio per il modulo avremo:

$$T = K_1^2 (1 + K_2)^2 (1 + P^2) , \tag{35}$$

dove $P = \dfrac{\gamma R_1 - \beta / R_2}{j K_1 (1 + K_2)}$.

Per le altre grandezze conviene ricondursi al caso della cellula simmetrica a ponte, di impedenze:

$$\zeta_1 = \frac{\beta_0}{\alpha_0 + 1} = \frac{K \beta}{\alpha + K_1 K_2} ; \quad \zeta_2 = \frac{\beta_0}{\alpha_0 - 1} = \frac{\beta K}{\alpha - K} ; \tag{36}$$

ed applicare le formule già date per la cellula simmetrica definita in tale modo.

Mediante la [34] e le [36] la cellula simmetrica corrispondente è completamente definita. Inversamente, assegnata la cellula simmetrica, si può chiedere di trasformarla in una cellula per cui K_1 e K_2 siano assegnati. Dalle [30] e [33] si ricava:

$$\begin{aligned} \alpha &= \frac{K_1}{2} [\alpha_0 (1 + K_2) + (1 - K_2)] ; \quad \beta = \frac{1 + K_2}{2 K_1 K_2} \beta_0 ; \\ \delta &= \frac{1}{2 K_1 K_2} [\alpha_0 (1 + K_2) - (1 - K_2)] ; \quad \gamma = \frac{K_1 (1 + K_2)}{2} \gamma_0 . \end{aligned} \tag{37}$$

Da queste formule si vede che K_1 rappresenta un semplice trasformatore ideale inserito a monte o a valle della cellula simmetrica, mentre K_2 rappresenta una vera trasformazione sostanziale della cellula.

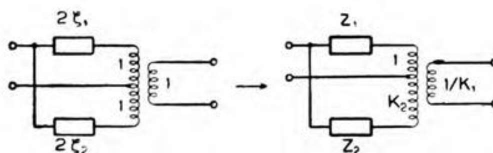


Fig. 5. — Derivazione di una cellula con $\alpha - K \delta = K_3$ da una cellula simmetrica.

Costruttivamente la derivazione della cellula definita dalle [37] può essere ottenuta a partire dalla cellula simmetrica originaria in modi diversi. Ricorrendo a trasformatori ideali la nuova cellula può essere sempre attuata, nel modo illustrato nella figura 5, con le seguenti relazioni:

[38] $$Z_1 = \zeta_1 \left(1 + \frac{1}{K_2}\right) ;$$
$$Z_2 = \zeta_2 (1 + K_2) .$$

Inversamente data la cellula trasformata si ottiene:

[39] $$\alpha_0 = \frac{Z_2 + K_2 Z_1}{Z_2 - K_2 Z_1} ; \ \beta_0 = \frac{2 K_2 Z_1 Z_2}{(1 + K_2)(Z_2 - K_2 Z_1)} ; \ \gamma_0 = \frac{2(1 + K_2)}{Z_2 - K_2 Z_1}$$

Se invece la cellula simmetrica è divisibile in due cellule specularmente eguali poste in serie secondo la relazione:

$$\begin{Vmatrix} \alpha_0 & \beta_0 \\ \gamma_0 & \alpha_0 \end{Vmatrix} = \begin{Vmatrix} \alpha_1 & \beta_1 \\ \gamma_1 & \delta_1 \end{Vmatrix} \cdot \begin{Vmatrix} \delta_1 & \beta_1 \\ \gamma_1 & \alpha_1 \end{Vmatrix} ,$$

allora un'altra rappresentazione della cellula derivata è data dalla:

[40] $$\begin{Vmatrix} \alpha & \beta \\ \gamma & \delta \end{Vmatrix} = \begin{Vmatrix} \alpha_1 & \beta_1 \\ \gamma_1 & \delta_1 \end{Vmatrix} \cdot \begin{Vmatrix} \delta_1 & \beta_1/K_2 \\ \gamma_1 K_2 & \alpha_1 \end{Vmatrix} \cdot \begin{Vmatrix} K_1 & 0 \\ 0 & \frac{1}{K_1} \end{Vmatrix} ,$$

e illustrata in figura 6; l'interpretazione è immediata in quanto la prima mezza cellula resta inalterata; la seconda ha tutte le reattanze moltiplicate per $1/K_2$ e la terza è un trasformatore ideale.

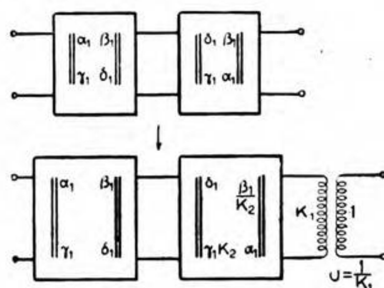


Fig. 6. — Derivazione di una cellula con $\alpha - K\,\delta = K_3$ da una cellula simmetrica divisibile.

Siamo ora in grado di discutere il doppio segno contenuto nell'espressione [32] per K_2. Indicando con K_1' e K_2' una soluzione delle [32] e con K_1'' e K_2'' l'altra, si ha:

$$K_1'' = - K_1' K_2' ; \quad K_2'' = \frac{1}{K_2'} ; \quad K_1'' (1 + K_2'') = - K_1' (1 + K_2') .$$

Introducendo ora tali relazioni nelle diverse espressioni già date, si vede che il doppio segno corrisponde semplicemente alla possibilità di invertire i terminali di uscita della cellula simmetrica equivalente, e

cioè di scambiare ζ_1 con ζ_2. La trasformazione rappresentata in figura 5 non subisce modifiche, mentre quella rappresentata in figura 6 è diversa, in quanto la divisione di due cellule simmetriche, ottenute una dall'altra scambiando ζ_1 con ζ_2, porta a mezze cellule diverse, ed anzi in generale una sola delle due divisioni è fisicamente possibile.

Ritornando al caso generale e trascurando K_1, che rappresenta la semplice aggiunta di un trasformatore ideale, si ottiene la seguente regola costruttiva molto utile. Data una cellula simmetrica che, inserita tra due resistenze eguali R_1, determini una funzione di trasmissione A_0 di forma desiderata, si può ottenere una cellula dissimetrica che inserita tra un generatore di resistenza interna R_1 ed un carico R_2 dia origine ad una funzione di trasmissione:

$$A = \frac{1}{2} \frac{R_1 + R_2}{R_2} \cdot A_0$$

(la quale coincide con A_0 a meno di un moltiplicatore numerico che, per le frequenze trasmesse per le quali A_0 era circa 1/2, rende $A \cong \frac{R_1 + R_2}{R_2}$, valore che si otterrebbe congiungendo direttamente il generatore col carico) in uno dei modi seguenti:

1) se si rappresenta la cellula simmetrica con un trasformatore ideale a tre avvolgimenti e due impedenze, alterando i rapporti di trasformazione e le impedenze come indicato dalle [38] (fig. 5) e ponendo $K_1 = 1$;

2) se la cellula simmetrica è divisibile in due metà specularmente eguali, alterando la metà di destra proporzionalmente al carico, moltiplicando cioè tutte le impedenze che la costituiscono per R_2/R_1 come illustrato in figura 6 e ponendo pure qui $K_1 = 1$.

Queste trasformazioni portano ad una cellula che non viene inserita cercando di rendere eguali le impedenze immagini alle giunzioni; anche la definizione di zone passanti e zone attenuate viene alterata. Indicando con Z_{I0} e ϑ_0 l'impedenza immagine e l'attenuazione della cellula simmetrica e con Z_I, Z_{II} e ϑ le impedenze immagini e l'attenuazione della cellula trasformata, si ottiene:

[41]
$$Z_I\, Z_{II} = \frac{Z_{I0}^2}{K}\,; \quad Z_I^2 = Z_{I0}^2 \frac{\cosh \vartheta_0 + \dfrac{1 - K_2}{1 + K_2}}{\cosh \vartheta_0 - \dfrac{1 - K_2}{1 + K_2}}\,;$$

$$\cosh^2 \vartheta = \cosh^2 \vartheta_0 + \frac{(1 - K_2)^2}{4\, K_2} \operatorname{senh}^2 \vartheta_0\,.$$

Ricordando che sono zone passanti quelle per cui il valore di $\cosh^2 \vartheta$ oscilla tra $+1$ e -1, si vede che, in corrispondenza delle zone passanti della cellula simmetrica, compaiono zone passanti intercalate con zone attenuate di seconda specie per la cellula trasformata, mentre le zone

attenuate restano tali nella trasformazione. Da queste formule si vede anche che l'impedenza del complesso costituito dalla cellula e dal carico, vista dal generatore, subisce sostanziali trasformazioni.

Un'illustrazione di queste proprietà si ha applicando la trasformazione di figura 6 ad una linea ideale chiusa sull'impedenza caratteristica. La trasformazione è illustrata in figura 7 e porta a dividere a metà la linea

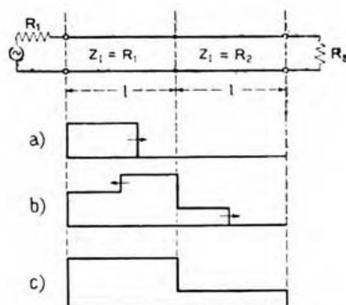


Fig. 7. — Propagazione di un'onda a fronte ripido su una linea composta con $\alpha - K\,\delta = K_3$.

e a sostituire alla metà di destra una nuova linea con impedenza caratteristica R_2. Inviando su tale rete un'onda rettangolare, questa comincia a propagarsi normalmente verso destra, come illustrato in *a*); arrivata al punto di mezzo viene parzialmente riflessa come illustrato in *b*); infine tanto l'onda diretta quanto quella riflessa raggiungono contemporaneamente il principio e la fine della linea ove, trovando la giunzione per impedenza caratteristica, sono integralmente assorbite e si stabilisce il funzionamento a regime illustrato in *c*). Si vede quindi che dal lato carico arriva solo l'onda normale come nel caso di linea semplice, mentre dal lato generatore arriva anche un'onda riflessa che dà origine a fenomeni più complicati.

8. - Cellule con $\gamma\, R_1 - \beta/R_2 = 0$.

Un'altra importante classe di cellule con caratteristica riducibile è costituita da quelle per le quali risulta: $\gamma\, R_1 - \beta/R_2 = 0$; (la differenza non può essere una costante diversa da o perchè β e γ sono funzioni dispari di p); queste cellule sono caratterizzate dalla proprietà:

[42] $$Z_I\, Z_{II} = R_1\, R_2$$

e sono quindi cellule antimetriche ([2]). Esse sono state studiate dal Piloty (bibliografia 14) che mostra ad esempio che esse hanno solo zone passanti e zone attenuate di seconda specie. Le funzioni derivate sono:

([2]) Si dicono cellule antimetriche quelle in cui il prodotto delle due impedenze immagine è uguale ad una costante positiva.

$$[43] \quad T = 4\,K\,(1 + P^2)\,; \quad P = \frac{\alpha - K\,\delta}{2\sqrt{K}}\,; \quad \mathrm{tg}\,B = \frac{2\sqrt{K}}{j}\,\frac{\sqrt{\alpha\,\delta - 1}}{\alpha + K\,\delta}\,;$$

e introducendo i parametri impedenza immagine ed attenuazione si ottiene:

$$[44] \qquad P = \frac{Z_I^2 - R_1^2}{Z_I\,R_1}\,\frac{\cosh\vartheta}{2}\;; \quad \mathrm{tg}\,B = \frac{2\,\mathrm{tgh}\,\vartheta}{j}\,\frac{R_1\,Z_I}{R_1^2 + Z_I}\;.$$

È interessante notare che per queste cellule P è del tipo $P = P(\lambda)$ cioè è funzione fratta di ω^2.

9. - Inserzioni semplificate.

Per proseguire l'indagine nel caso generale, conviene studiare le funzioni di trasmissione semplificate, che si ottengono per inserzioni degeneri, aventi cioè una delle due resistenze nulla o infinita. Le espressioni fondamentali che si ottengono sono 4 e precisamente:

$$[45] \qquad A_a = \alpha + \beta/R_2\;,$$

che si ottiene ponendo $R_1 = 0$;

$$[46] \qquad A_b = \alpha + \gamma\,R_1\;,$$

che si ottiene ponendo $R_2 = \infty$; e le corrispondenti due:

$$[47] \qquad A_c = \delta + \beta/R_1\;, \qquad A_d = \delta + \gamma\,R_2\;,$$

che si ottengono in modo analogo quando si metta il generatore in serie con R_2 e si consideri R_1 il carico utile.

Sono interessanti le seguenti proprietà:

a) Definendo come complementari due espressioni, del tipo di quelle scritte, che contengano tutti e quattro i parametri $\alpha, \beta, \gamma, \delta$, si vede che la funzione di trasmissione generale è data dalla combinazione lineare di due funzioni ridotte complementari, ossia:

$$[48] \qquad A = A_a + K\,A_d = A_b + K\,A_c\;.$$

b) Il quadrato del modulo del prodotto di due funzioni di trasmissione ridotte complementari è del tipo $1 + P^2$ (3), cioè:

$$[49] \qquad \begin{aligned} |\,A_a\,A_d\,|^2 &= 1 - \left(\alpha\,\gamma\,R_2 - \frac{\delta\,\beta}{R_2}\right)^2\;; \\ |\,A_c\,A_b\,|^2 &= 1 - \left(\gamma\,\delta\,R_1 - \frac{\alpha\,\beta}{R_1}\right)^2\;. \end{aligned}$$

c) Scomponendo in parte reale e parte immaginaria l'impedenza della cellula, chiusa su R_2 e misurata tra i morsetti d'ingresso, si ha:

(3) Questa proprietà si può dedurre anche direttamente, notando che il primo prodotto è la metà della funzione di trasmissione della cellula simmetrica ottenuta raddoppiando verso sinistra la cellula data ed inserita tra due resistenze eguali ad R_1 e il secondo la corrispondente funzione, relativa alla cellula simmetrica ottenuta dalla cellula data raddoppiata verso destra ed inserita tra due resistenze eguali ad R_2.

$$[50] \qquad Z' = \frac{\alpha R_2 + \beta}{\gamma R_2 + \delta} = \frac{R_2}{|\delta + \gamma R_2|^2} \left[1 + \left(\frac{\beta \delta}{R_2} - \alpha \gamma R_2\right)\right] ;$$

per l'ammettenza in condizioni analoghe si ha:

$$[51] \qquad Y' = \frac{\gamma R_2 + \delta}{\alpha R_2 + \beta} = \frac{1/R_2}{|\alpha + \beta/R_2|^2} \left[1 + \left(\alpha \gamma R_2 - \frac{\beta \delta}{R_2}\right)\right] .$$

Corrispondentemente misurando l'impedenza e l'ammettenza della cellula collegata ai morsetti di ingresso a R_1, e misurate tra i morsetti di uscita si ha:

$$[52] \qquad \begin{aligned} Z'' &= \frac{\delta R_1 + \beta}{\gamma R_1 + \alpha} = \frac{R_1}{|\alpha + \gamma R_1|^2} \left[1 + \left(\frac{\alpha \beta}{R_1} - \delta \gamma R_1\right)\right] ; \\ Y'' &= \frac{\gamma R_1 + \alpha}{\delta R_1 + \beta} = \frac{1/R_1}{|\delta + \beta/R_1|^2} \left[1 + \left(\delta \gamma R_1 - \frac{\alpha \beta}{R_1}\right)\right] . \end{aligned}$$

Si vede che la parte reale di tali espressioni è costituita dalla resistenza o ammettenza esterna divisa per il quadrato del modulo di una delle funzioni di trasmissione ridotte [4].

10. - Equivalenza fra la funzione di trasmissione generale e la funzione di trasmissione ridotta di cellula madre.

Spesso si devono studiare le proprietà della funzione di trasmissione di una rete assegnata come configurazione, per le quali i valori numerici dei singoli elementi siano però ancora arbitrari, allo scopo, ad esempio, di determinare appunto tali valori, per ottenere una caratteristica di trasmissione specificata. In questi casi conviene considerare una cellula generale da cui, in modo semplice, si possa ottenere tutta la varietà di funzioni di trasmissione possibili.

È evidente come sia possibile semplificare la trattazione se la funzione di trasmissione desiderata può essere la funzione di trasmissione ridotta di una cellula generale. Conviene quindi considerare la possibilità di una tale derivazione.

---

[4] Questa proprietà è stata già segnalata dal Norton (bibliografia 13) e deriva anche da semplici considerazioni sul principio di conservazione dell'energia nel caso di alimentazione a corrente o tensione costante. Ad esempio per la prima che corrisponde ad alimentare direttamente con la tensione V_1 la cellula chiusa su R_2, ponendo:

$$Y' = G + j S \; ; \qquad G = \frac{1}{R_2} \cdot \frac{1}{T} \; ;$$

l'energia assorbita dal generatore è:

$$W_g = \frac{|V_1|^2}{2} \cdot G_1$$

e quella fornita al carico è:

$$W_c = \frac{|V_2|^2}{2} \cdot \frac{1}{R_2} \; ;$$

queste due energie devono essere eguali perchè la cellula è costituita da pure reattanze e viene quindi:

$$|V_1|^2 = T \, |V_a|^2 .$$

Indicando con α', β', γ', δ' le caratteristiche di questa cellula, che potremo chiamare « cellula madre » e di cui per ora postuliamo l'esistenza, consideriamo ad esempio il suo funzionamento a vuoto cioè con $R_2 = \infty$; deve essere:

[53] $$A = \alpha' + \gamma' R_1 = (\alpha + K\delta) + (\gamma R_1 + \beta R_2).$$

Vediamo ora come risulti definita la cellula madre in base a tale relazione. Anzitutto per il teorema del valore minimo il modulo della funzione di trasmissione della cellula madre può scendere sino a 0, essendo $R_2 = \infty$, e quindi da questa parte non sorgono impossibilità di principio. Poi, supposta determinata una cellula madre, è evidente che la cellula generale, ottenuta mettendo in serie con uno dei terminali di uscita un'impedenza arbitraria Z_n, come rappresentato in figura 8, ha ancora la stessa funzione di trasmissione ridotta, cioè è ancora una cellula madre. Definiremo allora come cellula madre minima quella ottenuta dalla generale deducendo il massimo Z_n, fisicamente sottraibile. Qualunque cellula madre si può allora ottenere dalla minima aggiungendo un'impedenza arbitraria Z_n opportuna. Abbiamo allora il seguente teorema.

Teorema. - La cellula madre minima, come sopra definita, è sempre attuabile con trasformatori ideali ed è unica.

Dal teorema di Cauer sulla esistenza di un quadripolo di pure reattanze, scrivendo la matrice delle impedenze:

$$\| Z \| = \begin{Vmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{12} & Z_{22} \end{Vmatrix} = \begin{Vmatrix} \dfrac{\alpha'}{\gamma'} & \dfrac{1}{\gamma'} \\ \dfrac{1}{\gamma'} & \dfrac{\delta'}{\gamma'} \end{Vmatrix},$$

si deduce che nel nostro caso Z_{11} e Z_{12} sono assegnati, e si deve determinare Z_{22} in modo che siano soddisfatte le condizioni di esistenza della cellula. Anzitutto Z_{11} soddisfa alla condizione di avere i coefficienti positivi, essendo una impedenza di una rete attuabile come dimostrato con la formula [18] e la figura 2. Scrivendo allora — come verrà chiarito in appendice — Z_{11}, Z_{12}, Z_{22} sotto la forma:

$$Z_{11} = l_0 \frac{1}{p} + l_1 \frac{p}{\lambda + \omega_1^2} + \ldots + l_n \frac{p}{\lambda + \omega_n^2} + l_\infty p,$$

$$Z_{12} = m_0 \frac{1}{p} + m_1 \frac{p}{\lambda + \omega_1^2} + \ldots + m_n \frac{p}{\lambda + \omega_n^2} + m_\infty p,$$

$$Z_{22} = n_0 \frac{1}{p} + n_1 \frac{p}{\lambda + \omega_1^2} + \ldots + n_n \frac{p}{\lambda + \omega_n^2} + n_\infty p;$$

(nella quale i coefficienti generici delle prime due, l_r, m_r, sono noti; mentre quelli della terza, n_r, sono incogniti), per ottenere la cellula minima si assegnano a Z_{22} gli stessi poli di Z_{12} e s'impone la condizione che in corrispondenza di essi sia:

[54] $$n_r = \frac{m_r^2}{l_r}.$$

Qualunque altro Z_{22} possibile si ottiene da quello dato sommandolo con l'espressione di una impedenza fisicamente attuabile, nella quale cioè i coefficienti dello sviluppo in frazioni parziali siano positivi; e questa è appunto l'impedenza arbitraria Z_n già considerata.

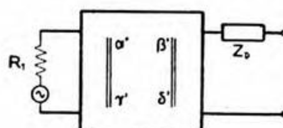


Fig. 8. — Cellula equivalente generale per $R_2 = \infty$.

Per dimostrare la possibilità di questo procedimento basta solo provare che in corrispondenza di ogni polo di Z_{12} anche Z_{11} ha un polo, con l_r non nullo (con che la formula [54] fornisce n_r positivo, finito e non nullo). Scrivendo Z_{11} e Z_{12} in funzione dei Δ si ottiene:

$$-Z_{11} = \frac{\alpha'}{\gamma'} = \frac{\Delta_{22} + K\Delta_{11}}{\Delta + p^2 R_1 R_2 \Delta_{1122}}\,; \quad Z_{12} = \frac{1}{\gamma'} = \frac{p R_1 R_2 \Delta_{12}}{\Delta + p^2 R_1 R_2 \Delta_{1122}}\,;$$

cioè le due espressioni hanno gli stessi poli, a meno delle possibili coincidenze di poli e radici. Ora per Z_{11} le radici sono intermedie tra quelle di Δ_{22} e di Δ_{11} mentre i poli sono intermedi tra le radici di Δ e quelle di Δ_{1122}; per le proprietà di tali polinomi è noto inoltre che tra due radici consecutive di Δ o di Δ_{1122} esiste una radice di Δ_{11} ed una di Δ_{22} e analogamente tra due radici consecutive di Δ_{11} o di Δ_{22} esiste una radice di Δ e di Δ_{1122}; ne deriva quindi che la sequenza delle radici

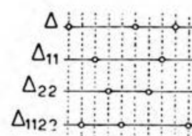


Fig. 9.

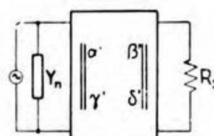


Fig. 10.

Fig. 9. — Esempio di successione delle radici dei Δ.
Fig. 10. — Cellula equivalente generale per $R_1 = 0$.

è del tipo rappresentato in figura 9 con la conseguenza già nota che radici e poli di Z_{11} si dividono. Per quanto riguarda le possibili coincidenze di poli con radici si ha che:

a) per K qualunque la coincidenza si può avere solo se tutti e quattro i Δ sono nulli, nel quale caso anche Δ_{12} è nullo e quindi il relativo polo scompare da tutte le espressioni.

b) per K nullo o infinito si può avere coincidenza quando si ha radice comune ad una delle seguenti coppie di Δ:

$$\Delta\Delta_{11}\,;\ \Delta\Delta_{22}\,;\ \Delta_{1122}\Delta_{11}\,;\ \Delta_{1122}\Delta_{22}\,;$$

nel quale caso, come è noto, anche Δ_{12} ha una radice semplice. Si vede quindi che Z_{11} ha almeno tutti i poli di Z_{12}, come si voleva dimostrare.

Invece di considerare come caso fondamentale il funzionamento a vuoto, si può considerare il caso in cui sia $R_1 = 0$, ottenendo:

[55] $$A = \alpha' + \frac{\beta'}{R_2} = (\alpha + K\,\delta) + (\gamma\, R_1 + \beta/R_2) \; .$$

La cellula madre risulta definita allora a meno di una ammettenza Y_n arbitraria, in parallelo sull'ingresso, come rappresentato in figura 10; e si dimostra la condizione di esistenza scrivendo la matrice delle ammettenze:

$$\| Y \| = \left\| \begin{matrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{12} & Y_{22} \end{matrix} \right\| = \left\| \begin{matrix} \dfrac{\delta'}{\beta'} & \dfrac{-1}{\beta'} \\ \dfrac{-1}{\beta'} & \dfrac{\alpha'}{\beta'} \end{matrix} \right\| ,$$

e ricorrendo al teorema duale di quello di esistenza di Cauer, con ragionamento perfettamente analogo.

11. - Teorema d'esistenza di una funzione di trasmissione. (Prima forma).

In base ai risultati ottenuti nel paragrafo precedente possiamo enunciare il seguente teorema di esistenza per la funzione di trasmissione di una rete di pure reattanze inserita tra due resistenze.

Teorema. - Una funzione razionale fratta di p può rappresentare la funzione di trasmissione di una rete di pure reattanze inserita tra due resistenze, quando:

1) lungo l'asse reale essa è reale;

2) lungo l'asse immaginario, scomposta in parte reale e parte immaginaria:

$$F\,(j\,\omega) = a\,(\omega) + j\,b\,(\omega) \; ,$$

ha le due quantità $\dfrac{a}{j\,b}$ e $\dfrac{1}{j\,b}$ che, poste sotto la forma di somme di frazioni parziali:

$$\frac{a}{j\,b} = l_0\,\frac{1}{p} + l_1\,\frac{p}{\lambda + \omega_1^2} + \ldots + l_n\,\frac{p}{\lambda + \omega_n^2} + l\,\infty\, p,$$

$$\frac{1}{j\,b} = m_0\,\frac{1}{p} + m_1\,\frac{p}{\lambda + \omega_1^2} + \ldots + m_n\,\frac{p}{\lambda + \omega_n^2} + m\,\infty\, p \; ,$$

godono delle seguenti proprietà:

a) i coefficienti l_r sono positivi o nulli cioè $\dfrac{a}{j\,b}$ è l'espressione dell'impedenza di una rete di pure reattanze;

b) in corrispondenza di ogni polo di $\frac{1}{j\,b}$ (con $m_r \neq 0$), il coefficiente corrispondente l_r è non nullo.

La funzione così definita ha le radici del numeratore con parte reale negativa non nulla e le radici del denominatore con parte reale positiva o nulla.

La condizione 1) esprime semplicemente il fatto che i coefficienti del numeratore e del denominatore sono reali. La condizione 2) è la condizione necessaria e sufficiente perchè la cellula madre, come definita nel paragrafo 10, sia attuabile. Siccome abbiamo visto che per una funzione di trasmissione generale la cellula madre esiste sempre, tale condizione è necessaria e sufficiente perchè la funzione considerata sia funzione di trasmissione. Infine la proprietà delle radici è quella già trovata nella parte I per tali funzioni di trasmissione.

12. - Teorema d'esistenza di una funzione di trasmissione. (Seconda forma).

Partiamo dalla funzione base A_0' data dalla formula [22] e cominciamo a scartare anche i termini oscillatori del denominatore; viene:

[56] $$A_0''(p) = \prod_r [\omega_r^2 + (a_r + p)^2] \cdot \prod_s (p + a_s).$$

Questo è un polinomio in p con coefficienti reali e positivi; lungo l'asse immaginario possiamo quindi scrivere:

[57] $$A_0''(j\,\omega) = N_1(\lambda) + j\,\omega\,N_2(\lambda).$$

Applichiamo ora il teorema di esistenza del paragrafo 11. Le due quantità che dobbiamo considerare sono:

$$\frac{a}{j\,b} = \frac{N_1}{j\,\omega\,N_2} \quad ; \quad \frac{1}{j\,b} = \frac{1}{j\,\omega\,N_2}.$$

Se la condizione *a*) è soddisfatta, e i due polinomi N_1 e N_2 non hanno radici comuni e non si annullano per $\lambda = 0$, è evidente che anche la condizione *b*) è soddisfatta. Possiamo perciò enunciare il seguente teorema.

Teorema. - Dato un polinomio in p a coefficienti reali e positivi, che, lungo l'asse immaginario, possiamo scrivere sotto la forma:

$$N_1(\lambda) + j\,\omega\,N_2(\lambda)\ ,$$

condizione necessaria e sufficiente perchè esso possa rappresentare la funzione di trasmissione di una rete di pure reattanze inserita tra due resistenze è che i due polinomi N_1 e N_2 non abbiano radici comuni, che essi non si annullino per $\lambda = 0$, e che il quoziente $\frac{N_1}{p\,N_2}$ possa rappresentare l'impedenza di un bipolo di pure reattanze e cioè abbia, per valori reali e negativi di λ, radici e poli semplici e che si dividono. D'altra parte sappiamo che le radici del polinomio totale devono essere

tutte con parte reale negativa e non nulla; possiamo allora anche enunciare il seguente teorema matematico.

Teorema. - Il polinomio in p ottenuto sommando due polinomi a coefficienti reali positivi, contenente l'uno tutte le potenze pari, e l'altro tutte le dispari, con radici non comuni e tutte sull'asse immaginario e che si dividono (cioè tra due radici dell'uno se ne trova sempre una dell'altro), ha tutte le radici con parte reale negativa e non nulla.

Per quanto è stato già detto la funzione di trasmissione generale si ottiene moltiplicando A_0'' per i termini oscillatori e per $F'(p)$, cioè:

[58] $$A(p) = A_0''(p) \cdot F_0''(p),$$

dove è:

[59] $$\frac{1}{F_0''(p)} = \prod_{t'} (p^2 + \omega_{t'}^2) \cdot \frac{1}{F_0'(p)}.$$

Applicando ancora il teorema di esistenza, le due quantità da considerare sono:

[60] $$\frac{a}{j\,b} = \frac{N_1}{j\,\omega\,N_2}\;;\quad \frac{1}{j\,b} = \frac{1}{j\,\omega\,N_2\,F_0''}.$$

Si vede anzitutto che basta che il grado in λ del denominatore di F_0'' sia al massimo quello di N_2 più 1, perchè lo sviluppo del secondo termine sia possibile (altrimenti compaiono termini in p^2, ...). Bisogna però considerare i poli zero ed infinito che portano qualche complicazione; ad esempio la funzione:

$$\frac{N_1(\lambda) + p\,N_2(\lambda)}{p}$$

è una possibile funzione di trasmissione se lo è il numeratore; nella forma normale, che si ottiene moltiplicando numeratore e denominatore per p:

$$\frac{p\,N_1(\lambda) + \lambda\,N_2(\lambda)}{\lambda}$$

il numeratore non è più una possibile funzione di trasmissione. Per non complicare la condizione relativa al numeratore assumiamo per la funzione completa di trasmissione le seguenti due forme normali:

$$\frac{N_1(\lambda) + p\,N_2(\lambda)}{D_1(\lambda)}\;;\quad \frac{N_1(\lambda) + p\,N_2(\lambda)}{p\,D_1(\lambda)}\;;$$

e vediamo allora che le condizioni relative ai poli zero ed infinito impongono la condizione supplementare che il grado in p del denominatore della funzione completa di trasmissione sia inferiore o al massimo eguale a quello del numeratore. Possiamo quindi enunciare la seconda forma del teorema di esistenza.

Teorema. - Data una funzione razionale fratta a coefficienti reali di p, che, lungo l'asse immaginario, si può scrivere in uno dei modi seguenti:

$$\frac{N_1(\lambda) + p\,N_2(\lambda)}{D_1(\lambda)}\ ; \quad \frac{N_1(\lambda) + p\,N_2(\lambda)}{p\,D_1(\lambda)}\ ;$$

condizione necessaria e sufficiente perchè essa possa rappresentare la funzione di trasmissione di una rete di pure reattanze inserita tra due resistenze è che:

a) N_1 e N_2 non abbiano radici comuni e non si annullino per $\lambda = 0$ (le eventuali radici comuni anche a D_1 si intendono già eliminate);

b) dette radici si abbiano tutte per λ reale e negativo (i due polinomi siano quindi a coefficienti positivi e finiti) e si dividano in modo che $\frac{N_1}{p\,N_2}$ rappresenti l'impedenza di un bipolo di pure reattanze;

c) il grado massimo del denominatore in p sia inferiore o eguale a quello del numeratore.

È opportuno notare che i coefficienti di D_1 possono essere positivi, negativi o nulli e che quindi ad esempio esso può ridursi ad un solo termine di potenza qualsiasi entro i limiti dati.

Per terminare riteniamo utile ricordare che il teorema di esistenza nelle sue varie forme implica solo che sia attuabile la cellula madre ridotta, funzionante cioè con $K = 0$ o $K = \infty$; la possibilità di costruire la cellula che dia origine alla funzione di trasmissione assegnata con K qualsiasi, è legata al teorema del valore minimo enunciato nel paragrafo 4.

PARTE III.

APPLICAZIONI.

13. - Generalità.

Vediamo ora come le diverse proprietà stabilite nei paragrafi precedenti siano utilizzabili per lo studio dei problemi pratici. Questi possono essere divisi in due gruppi e precisamente si può o voler studiare il comportamento di una data rete oppure dovere progettare una rete che abbia un comportamento determinato.

Nel primo caso, data una rete di pure reattanze, inserita tra due resistenze, conviene ridurre la funzione di trasmissione ad una forma che contenga il numero minimo di parametri strettamente necessari ad individuarne l'andamento, in modo da semplificare la successiva trattazione matematica.

Una prima riduzione di parametri si ottiene notando che la funzione di trasmissione non cambia se si moltiplicano le impedenze per un numero costante e si può allora prendere come unitaria, ad esempio, una delle resistenze terminali. Analogamente si può cambiare l'unità di misura della frequenza in modo da considerare unitaria una certa frequenza particolarmente interessante. Infine anche la funzione di trasmissione

può essere divisa per un numero in modo da semplificarne ulteriormente l'espressione. In tale modo se n è il numero minimo di elementi che compongono la rete (comprese le resistenze terminali), la funzione di trasmissione può essere caratterizzata con $n-3$ parametri.

Per lo studio sistematico di una data configurazione conviene poi ridursi ad una delle cellule madri definite nel paragrafo 10; si ottengono così in generale delle espressioni più semplici e di uso più vasto. Una semplificazione importante, quando interessa solo il quadrato del modulo T, si ottiene ricorrendo alla formula [20] che permette di avere la funzione cercata come somma di due quadrati con un numero; quando poi uno dei quadrati è nullo, basta studiare la funzione P che ha grado metà e questo semplifica molto l'analisi matematica.

14. - Calcolo delle funzioni di trasmissione per un filtro passa-basso.

Come esempio consideriamo il caso di una catena di cellule passa-basso, del tipo a K costante, inserite tra due resistenze eguali all'impedenza imagine della catena, per frequenza o.

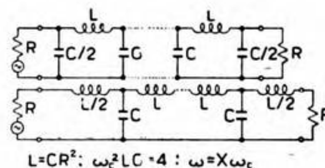


Fig. 11. — Catena di cellule passa-basso semplici: numero intero di elementi.

Nel caso di un numero intero di cellule, rappresentato in figura 11, si può ricorrere alle formule date per cellule simmetriche; per una cellula a K costante l'impedenza immagine e l'attenuazione sono date (in funzione solamente di R e del rapporto $x = \frac{\omega}{\omega_c} = \frac{\text{pulsazione generica}}{\text{pulsazione critica}}$) da:

$$Z_I = R\sqrt{1-X^2}\ ; \qquad \cosh\vartheta_K = 1 - 2X^2\ ;$$

per terminazione a T e da:

$$Z_I = \frac{R}{\sqrt{1-X^2}}\ ; \qquad \cosh\vartheta_K = 1 - 2X^2\ ;$$

per terminazione a Π; saldando insieme n cellule, l'impedenza immagine non cambia mentre l'attenuazione diventa $n\,\vartheta_K$. Per calcolare P conviene ricorrere alla formula [25]; P risulta eguale al prodotto di senh ϑ per una funzione che dipende solo dalle terminazioni e che nel nostro caso vale:

$$\frac{1}{2j} \cdot \frac{R^2 - Z_I^2}{R Z_I} = \frac{X^2}{2j\sqrt{1 - X^2}}$$ per terminazione a T ;

$$\frac{1}{2j} \frac{R^2 - Z_I^2}{R Z_I} = \frac{-X^2}{2j\sqrt{1 - X^2}}$$ per terminazione a Π.

Essendo ora:

$\operatorname{senh} \vartheta_K = 2jX\sqrt{1 - X^2}$;

$\operatorname{senh}(2\vartheta_K) = 4jX(1 - 2X^2)\sqrt{1 - X^2}$;

$\operatorname{senh}(3\vartheta_K) = 2jX\sqrt{1 - X^2}(3 - 16X^2 + 16X^4)$;

$\operatorname{senh}(4\vartheta_K) = 8jX\sqrt{1 - X^2}(1 - 2X^2) \cdot (1 - 8X^2 + 8X^4)$;

si ottiene nei due casi (perchè il segno di P non interessa):

[61]

1 cellula $P = \operatorname{senh}\vartheta_K \cdot \frac{X^2}{2j\sqrt{1 - X^2}} = X^3$;

2 cellule $P = \operatorname{senh}(2\vartheta_K) \cdot \frac{X^2}{2j\sqrt{1 - X^2}} = 2X^3(1 - X^2)$;

3 cellule $P = \operatorname{senh}(3\vartheta_K) \cdot \frac{X^2}{2j\sqrt{1 - X^2}} = X^3(3 - 16X^2 + 16X^4)$;

4 cellule $P = \operatorname{senh}(4\vartheta_K) \cdot \frac{X^2}{2j\sqrt{1 - X^2}} = 4X^3(1 - 2X^2) \cdot$
$\cdot (1 - 8X^2 + 8X^4)$;

e la funzione T risulta data da:

$$T = |A|^2 = 4(1 + P^2).$$

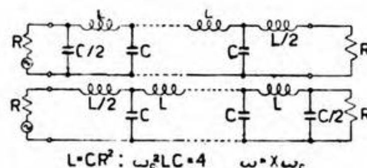


Fig. 12. — Catena di cellule passa-basso semplici: numero frazionario di elementi.

Analogamente si può trattare il caso di catene con numero frazionario di cellule, rappresentato in figura 12; sono catene che cominciano con elementi a T e finiscono con elementi a Π o viceversa, e cioè cellule antimetriche avendo le due impedenze immagini reciproche. Ricorrendo in modo analogo alla formula [44] si ottiene:

[62]

$^1/_2$ cellula $P = X^2$;

$1 + {}^1/_2$ cellula $P = X^2(1 - 2X^2)$;

$2 + {}^1/_2$ cellula $P = X^2(1 - 12X^2 + 16X^4)$;

$3 + {}^1/_2$ cellula $P = X^2(1 - 24X^2 + 80X^4 - 64X^6)$.

Filtri più complessi possono essere trattati egualmente senza grandi difficoltà; così ad esempio se nella catena si inserisce una cellula ad m, senza però cambiare le impedenze immagini, cambia solo ϑ; il contributo di una cellula ad m è:

$$\operatorname{senh} \vartheta_m = \frac{2\,j\,m\,X\,\sqrt{1-X^2}}{1-(1-m^2)\,X^2} .$$

Per una catena di una cellula ad m più due cellule a K costante si ottiene:

$$\operatorname{senh}(\vartheta_m + 2\,\vartheta_K) = \frac{2\,j\,X\,\sqrt{1-X^2}\,[1-2\,X^2\,(1+m)]\,[(2+m)-2\,X^2\,(1+m)]}{1-(1-m^2)\,X^2} ;$$

se poi la cellula ad m è divisa in due e forma le due terminazioni, allora cambia anche la funzione d'impedenza che diventa (inizio a T):

$$Z_I = \frac{R\,\sqrt{1-X^2}}{1-(1-m^2)\,X^2} ;$$

$$\frac{1}{2\,j}\,\frac{R^2-Z_I{}^2}{\sqrt{1-X^2}} = \frac{1}{2\,j}\,\frac{X^2}{\sqrt{1-X^2}}\,\frac{(2\,m^2-1)+(1-m^2)^2\,X^2}{1-(1-m^2)\,X^2} ;$$

e così un filtro composto di due cellule centrali a K costante, poste tra due mezze cellule ad m, avrà la funzione P data da:

$$P = X^3\,\frac{[1-2\,X^2\,(1+m)]\cdot[(2+m)-2\,X^2\,(1+m)]\cdot[(2\,m^2-1)+(1-m^2)^2\,X^2]}{[1-(1-m^2)\,X^2]^2} .$$

È interessante notare come, con i procedimenti illustrati, si arrivino a scrivere molto rapidamente queste espressioni che tengono conto di tutte le riflessioni terminali e quindi rappresentano il comportamento reale del filtro.

15. - Determinazione della rete che corrisponda ad una data funzione di trasmissione.

Il problema inverso, della determinazione cioè di una rete di pure reattanze che, inserita tra due resistenze assegnate, possegga una funzione di trasmissione data, è naturalmente molto più complesso. Tale problema va unito a quello di determinare funzioni di trasmissione che siano attuabili e che soddisfino ad esigenze date.

Con l'analisi sistematica del comportamento di reti di complessità man mano crescente, si può raccogliere una serie di dati preziosi per affrontare tali problemi (bibliografia 13, 15)

Nel caso di cellule simmetriche, o saldate per impedenza immagine, esiste già la teoria dei filtri che consente una buona risoluzione di molti problemi e sono quindi preziose le proprietà e le trasformazioni illustrate nei paragrafi 7 e 8, che permettono di estendere detta teoria al caso di resistenze terminali disuguali.

Applicando poi il teorema di esistenza si possono passare in rassegna le possibili funzioni di trasmissione classificandole in successive classi di crescente complicazione.

A titolo di esempio daremo una classificazione delle prime classi di funzioni. Queste possono distinguersi a seconda del grado in p del numeratore; ciascuna classe potrà essere poi suddivisa in successivi ordini dipendenti dal grado in p del denominatore.

Per semplificare le espressioni, al posto della frequenza possiamo prendere come variabile y che è la frequenza divisa per il coefficiente a primo grado del numeratore. È poi opportuno raccogliere insieme le funzioni che si ottengono una dall'altra mettendo $1/y$ al posto di y; questa trasformazione della frequenza nella sua reciproca corrisponde a sostituire nel circuito a induttanza capacità e viceversa e siccome, se una delle due funzioni è possibile, lo è ovviamente anche l'altra, questo raggruppamento permette di ridurre a metà i tipi da studiare.

Per distinguere i vari tipi li classificheremo con due numeri: un numero romano per la classe, seguito da un numero arabo per l'ordine, che corrisponderà al minore tra i gradi in y dei denominatori rispettivamente della funzione e di quella ottenuta mettendo $1/y$ al posto di y.

Funzioni della prima classe:

Tipo I,0: $q\,(1 + j\,y)\;;\quad q\,\dfrac{j\,y - 1}{j\,y}\,.$

Funzioni della seconda classe:

Tipo II,0: $q\,(1 + j\,y - a\,y^2)\;;\quad q\,\dfrac{1 + j\,y - a\,y^2}{y^2}\;;$

Tipo II,1: $q\,\dfrac{1 + j\,y - a\,y^2}{j\,y}\;;$

Tipo II,2: $q\,\dfrac{1 + j\,y - a\,y^2}{1 - b\,y^2}\;;$

II,1 e II,2 dopo l'inversione restano dello stesso tipo.

Applicando il teorema d'esistenza si vede che il numeratore è soggetto al vincolo che $\dfrac{j\,y}{1 - a\,y^2}$ sia un'impedenza attuabile, mentre il denominatore deve solo essere di grado massimo inferiore o eguale al numeratore. Ne risulta che queste funzioni sono possibili per a reale e positivo, variabile cioè tra 0 ed ∞, mentre b può essere positivo o negativo e cioè variare tra $-\infty$ e $+\infty$.

Funzioni della terza classe:

Tipo III,0: $q\,N$; $q\,\dfrac{N}{j\,y^3}$;

Tipo III,1: $q\,\dfrac{N}{j\,y}$; $q\,\dfrac{N}{y^2}$;

Tipo III,2: $q\,\dfrac{N}{1-d\,y^2}$; $q\,\dfrac{N}{j\,y\,(1-d\,y^2)}$;

nelle quali $N = 1 + j\,y - a\,y^2 - j\,b\,y^3$.

Applicando analogamente il teorema di esistenza si ha che a e b devono essere reali e positivi, ed inoltre $a \geq b$, mentre d al solito può variare tra $-\infty$ e $+\infty$.

APPENDICE.

RIASSUNTO DELLE PRINCIPALI PROPRIETÀ DEI QUADRIPOLI.

Per facilitare la comprensione del testo precedente e non obbligare il lettore a consultare troppo spesso la numerosa letteratura esistente in proposito, riteniamo opportuno ricordare brevemente le principali proprietà dei quadripoli utilizzate nel corso del presente lavoro.

In quanto segue ci riferiamo esclusivamente a quadripoli di pure reattanze, sottintendendo tuttavia che molte delle relazioni e proprietà sono valevoli anche per quadripoli qualsiasi. Seguendo (bibliografia 3) la trattazione di Bode, dato un quadripolo di pure reattanze, possiamo scrivere le equazioni di una maglia prendendo come variabili le correnti della maglia e scegliendo le maglie in modo tale che solo la prima e la seconda contengano ciascuna uno dei due circuiti esterni (fig. 13); in notazione di matrici si ha (bibliografia 5, 11):

$$[63] \qquad \begin{Vmatrix} p\,V_1 \\ p\,V_2 \\ 0 \\ 0 \\ \cdots \\ 0 \end{Vmatrix} = \begin{Vmatrix} a_{11}\;a_{12}\;\cdots\cdots\;a_{1n} \\ a_{21}\;a_{22}\;\cdots\cdots\;a_{2n} \\ \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \\ \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \\ \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \\ a_{n1}\;\cdots\cdots\cdots\;a_{nn} \end{Vmatrix} \cdot \begin{Vmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \cdots \\ \cdots \\ \cdots \\ I_n \end{Vmatrix}$$

(dove $a_{rs} = a_{sr} = \lambda\,L_{sr} + \dfrac{1}{C_{sr}}$; $\lambda = -\omega^2$; $p = j\,\omega$) e, risolvendo rispetto alle forze elettromotrici applicate, si ottiene:

$$[64] \qquad p\,V_1 = \frac{\Delta_{22}}{\Delta_{1122}}\,I_1 + \frac{\Delta_{12}}{\Delta_{1122}}\,I_2 \;; \quad p\,V_2 = \frac{\Delta_{12}}{\Delta_{1122}}\,I_1 + \frac{\Delta_{11}}{\Delta_{1122}}\,I_2 \;;$$

dove Δ è il determinante dei coefficienti e Δ_{11}, Δ_{12}, Δ_{22}, Δ_{1122} sono i suoi minori. Si può concludere che:

1) I determinanti Δ, Δ_{11}, Δ_{12}, Δ_{22}, Δ_{1122} sono polinomi in λ di ordine n, $n-1$, $n-2$.

2) Escludendo Δ_{12}, tutti i coefficienti di tali polinomi sono reali e positivi; quindi le loro radici sono tutte reali e si verificano per λ negativo.

3) Le $n-1$ radici di Δ_{11} e Δ_{22} dividono le n radici di Δ, e sono a loro volta divise dalle $n-2$ radici di Δ_{1122}.

4) Le eventuali radici multiple si trattano come caso limite delle radici semplici.

5) Δ_{12} è un polinomio a coefficienti reali di ordine $n-1$.

6) Fra i Δ esiste la relazione:

[65] $$\Delta\Delta_{1122} = \Delta_{11}\Delta_{22} - \Delta_{12}^2 .$$

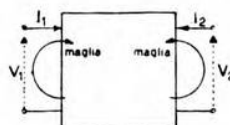


Fig. 13. — Disposizione delle maglie estreme per ottenere i Δ.

Le relazioni finali del quadripolo possono essere scritte sotto le due seguenti forme:

[66] $$\begin{aligned} V_1 &= Z_{11} I_1 + Z_{12} I_2 \\ V_2 &= Z_{12} I_1 + Z_{22} I_2 \end{aligned} \quad \text{oppure} \quad \begin{aligned} I_1 &= Y_{11} V_1 + Y_{12} V_2 \\ I_2 &= Y_{12} V_1 + Y_{22} V_2 \end{aligned}$$

che definiscono le due matrici:

[67] $$\|Z\| = \begin{Vmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{12} & Z_{22} \end{Vmatrix} \qquad \|Y\| = \begin{Vmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{12} & Y_{22} \end{Vmatrix} .$$

Viene poi anche usato il gruppo di relazioni:

[68] $$V_1 = \alpha V_2 + \beta I_2' ; \quad I_1 = \gamma V_2 + \delta I_2' ; \quad I_2' = -I_2 ;$$

nel quale si considera positiva la corrente I_2' uscente dal quadripolo. Le espressioni dei vari coefficienti in funzione dei Δ sono:

$$Z_{11} = \frac{\Delta_{22}}{\Delta_{1122}} \cdot \frac{1}{p} ; \quad Y_{11} = \frac{p\Delta_{11}}{\Delta} ; \quad \alpha = \frac{\Delta_{22}}{\Delta_{12}} ; \quad \delta = \frac{\Delta_{11}}{\Delta_{12}} ;$$

$$Z_{12} = \frac{\Delta_{12}}{\Delta_{1122}} \cdot \frac{1}{p} ; \quad Y_{12} = \frac{-p\Delta_{12}}{\Delta} ; \quad \beta = \frac{\Delta}{p\Delta_{12}} ; \quad \alpha\delta - \beta\gamma = 1 ;$$

$$Z_{22} = \frac{\Delta_{11}}{\Delta_{1122}} \cdot \frac{1}{p} ; \quad Y_{22} = \frac{p\Delta_{22}}{\Delta} ; \quad \gamma = \frac{p\Delta_{1122}}{\Delta_{12}} .$$

Un altro gruppo di parametri, frequentemente usato, è costituito dalle due impedenze immagini e dalle caratteristiche di trasmissione definite da:

[69] $$Z_I = \frac{1}{p}\sqrt{\frac{\Delta\,\Delta_{22}}{\Delta_{1122}\Delta_{11}}} ; \quad Z_{II} = \frac{1}{p}\sqrt{\frac{\Delta\,\Delta_{11}}{\Delta_{22}\Delta_{1122}}} ; \quad \mathrm{tgh}\,\vartheta = \sqrt{\frac{\Delta\,\Delta_{1122}}{\Delta_{11}\Delta_{22}}} .$$

Infine vengono usate anche le 4 impedenze a vuoto e in corto circuito definite da:

[70] $$Z_{a0} = Z_{11}\,; \quad Z_{ac} = \frac{1}{Y_{11}}\,; \quad Z_{b0} = Z_{22}\,; \quad Z_{bc} = \frac{1}{Y_{22}}\,;$$
$$Z_{a0}\,Z_{bc} = Z_{b0}\,Z_{ac}\,.$$

Le relazioni di passaggio tra queste varie quantità sono state ripetutamente pubblicate e a noi basta avere data la loro espressione in funzione dei Δ.

Montando in serie, in parallelo, in cascata due quadripoli, le caratteristiche del quadripolo complessivo si ottengono nel primo caso sommando le due matrici $\| Z \|$; nel secondo le due matrici $\| Y \|$; e nel terzo caso moltiplicando le due matrici di $(\alpha, \beta, \gamma, \delta)$ come illustrato in figura 14.

Esaminiamo ora con maggiori particolari la rappresentazione dei quadripoli con i parametri α, β, γ, δ; anzi tutto si può notare che α e δ sono numeri, mentre β ha dimensioni di un'impedenza e γ di un'ammettenza. Lungo l'asse immaginario $(j\,\omega)$, α e δ sono reali mentre β e γ sono immaginari puri.

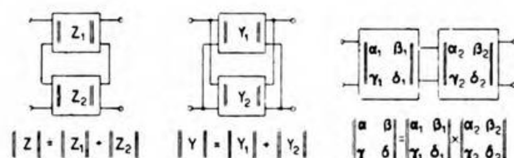


Fig. 14. — Inserzione in serie, in parallelo e in cascata di due quadripoli.

Dato un quadripolo, se si moltiplicano tutte le reattanze che lo compongono per q, α e δ restano costanti, mentre β viene moltiplicato e γ diviso per q, cioè si passa da $(\alpha, \beta, \gamma, \delta)$ alla matrice:

[71] $$\left\| \begin{matrix} \alpha & q\,\beta \\ \dfrac{\gamma}{q} & \delta \end{matrix} \right\| .$$

Un quadripolo degenere di notevole importanza teorica e pratica è il trasformatore ideale; esso è definito dal rapporto di trasformazione u e la sua azione è rappresentata dalle equazioni:

[72] $$V_1 = \frac{V_2}{u}\,; \qquad I_1 = u\,I_2\,;$$

in modo che la sua matrice è:

[73] $$\left\| \begin{matrix} \alpha & \beta \\ \gamma & \delta \end{matrix} \right\| = \left\| \begin{matrix} \dfrac{1}{u} & 0 \\ 0 & u \end{matrix} \right\| .$$

Facendo precedere o seguire ad un quadripolo normale ($\alpha, \beta, \gamma, \delta$) un trasformatore ideale si ottiene:

$$[74] \qquad \begin{Vmatrix} \frac{1}{u} & 0 \\ 0 & u \end{Vmatrix} \cdot \begin{Vmatrix} \alpha & \beta \\ \gamma & \delta \end{Vmatrix} = \begin{Vmatrix} \frac{\alpha}{u} & \frac{\beta}{u} \\ \gamma u & \delta u \end{Vmatrix} ; \qquad \begin{Vmatrix} \alpha & \beta \\ \gamma & \delta \end{Vmatrix} \cdot \begin{Vmatrix} \frac{1}{u} & 0 \\ 0 & u \end{Vmatrix} = \begin{Vmatrix} \frac{\alpha}{u} & \beta u \\ \frac{\gamma}{u} & \delta u \end{Vmatrix} .$$

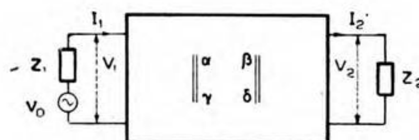


Fig. 15. — Quadripolo inserito tra generatore e carico.

Quando un quadripolo è chiuso su una impedenza Z_2, si ha:

$$[75] \qquad Z_2 I_2' = V_2 ,$$

ed allora indicando con Z' l'impedenza misurata tra i morsetti d'ingresso si ha:

$$[76] \qquad Z' = \frac{\alpha Z_2 + \beta}{\gamma Z_2 + \delta} ; \qquad \frac{V_1}{V_2} = \alpha + \beta / Z_2 .$$

Se poi a detti morsetti è collegato un generatore, come indicato in figura 15, l'equazione complessiva di trasmissione diventa:

$$[77] \qquad \frac{V_0}{V_2} = \frac{Z' + Z_1}{Z'} \cdot \left[\alpha + \frac{\beta}{Z_2}\right] = \alpha + \frac{\beta}{Z_2} + \gamma Z_1 + \delta \frac{Z_1}{Z_2} .$$

Fra i quadripoli hanno notevole importanza i quadripoli simmetrici caratterizzati da:

$$[78] \qquad \Delta_{11} = \Delta_{22} ; \quad Z_{11} = Z_{22} ; \quad Y_{11} = Y_{22} ; \quad \alpha = \delta .$$

Essi possono sempre essere rappresentati con un ponte come quello illustrato in figura 16, definito dalle relazioni:

$$[79] \qquad \zeta_1 = \frac{1}{p} \frac{\Delta}{\Delta_{11} + \Delta_{12}} ; \qquad \zeta_2 = \frac{1}{p} \frac{\Delta}{\Delta_{11} - \Delta_{12}} ;$$

e le cui impedenze sono fisicamente attuabili. Importanza minore hanno le cellule antimetriche definite da:

$$[80] \qquad Z_I Z_{II} = R^2 .$$

Restano infine da considerare brevemente le condizioni di esistenza di un quadripolo.

Cominciamo da un bipolo: è noto che l'impedenza di un bipolo di pure reattanze è una funzione razionale fratta di p reale lungo l'asse reale, immaginaria pura e sempre crescente con ω lungo l'asse immaginario, e avente tutte le radici e i poli sull'asse $j\omega$. L'essere sempre crescente implica che radici e poli si dividono: cioè tra due poli si trova sempre una radice e viceversa; i punti o e ∞ di detto asse sono poli o radici.

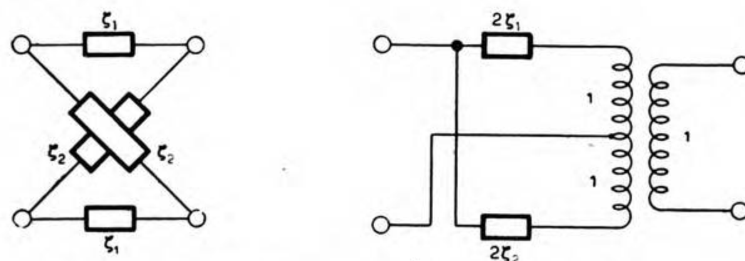


Fig. 16. — Quadripolo simmetrico generale rappresentato con ponte e con trasformatore ideale.

Qualunque bipolo ha l'impedenza del tipo specificato e qualunque funzione con le limitazioni date può rappresentare l'impedenza di un bipolo del quale sono state studiate anche diverse rappresentazioni canoniche.

Per quadripoli simmetrici è canonica la rappresentazione a ponte e per definirlo basta dare due qualsiasi funzioni di impedenza rappresentanti appunto le due impedenze del ponte; le limitazioni delle due funzioni, quando si voglia definire la cellula con un'altra coppia di parametri, si ottengono abbastanza facilmente imponendo la condizione che le espressioni risultanti per le due impedenze del ponte siano impedenze di bipoli.

Per il quadripolo generale sembra a prima vista che si possano dare tre funzioni arbitrarie della frequenza in quanto i diversi gruppi sono appunto costituiti da tre parametri oppure esiste una relazione semplice fra essi quando sono 4; nel caso dei Δ i parametri indipendenti sono 4 (esistendo per la proprietà 5 una relazione tra i 5 Δ); ma le proprietà del quadripolo si esprimono con rapporti dei Δ, quindi un fattore comune a tutti è arbitrario e scompare da tutte le espressioni utili; per ciò anche in questo caso il numero di funzioni indipendenti si riduce a tre. Molto presto i vari studiosi si sono però accorti che solo due di queste tre funzioni possono essere assegnate in modo sufficientemente arbitrario, mentre la terza è sempre strettamente vincolata. Bode (bibliografia 2) ha ad esempio mostrato che basta assegnare le due impedenze a vuoto ed in corto circuito da una parte (con l'ovvia limitazione che siano

impedenze di bipoli), perchè anche le altre due impedenze siano definite a meno di una costante numerica. Anche dette due impedenze non possono però ancora essere scelte in modo del tutto arbitrario.

Fra le varie condizioni di esistenza note la più comoda è indubbiamente quella enunciata dal Cauer (bibliografia 10). Scrivendo la matrice delle impedenze $\| Z \|$ e scomponendo le tre funzioni in somme di frazioni semplici:

$$Z_{11} = l_0 \frac{1}{p} + l_1 \frac{p}{\lambda + \omega_1^2} + \ldots + l_n \frac{p}{\lambda + \omega_n^2} + l_\infty p \ ;$$

[81] $$Z_{12} = m_0 \frac{1}{p} + m_1 \frac{p}{\lambda + \omega_1^2} + \ldots + m_n \frac{p}{\lambda + \omega_n^2} + m_\infty p \ ;$$

$$Z_{22} = n_0 \frac{1}{p} + n_1 \frac{p}{\lambda + \omega_1^2} + \ldots + n_n \frac{p}{\lambda + \omega_n^2} + n_\infty p \ ;$$

il teorema di Cauer dice che se:

1) detta scomposizione è possibile,
2) le quantità l_r e n_r sono positive o nulle,
3) in corrispondenza di ciascun polo è:

[82] $$\begin{vmatrix} l_r & m_r \\ m_r & n_r \end{vmatrix} \geq 0 \ ,$$

allora il quadripolo è attuabile.

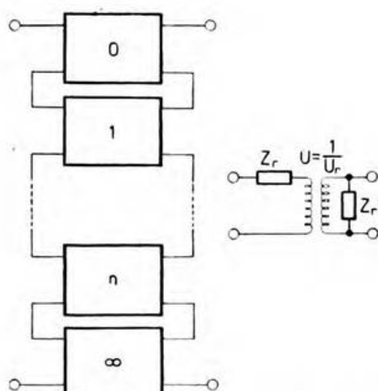


Fig. 17. — Rappresentazione canonica di un quadripolo definito con la matrice $\| Z \|$.

Una rappresentazione canonica è ottenuta collegando in serie, come rappresentato in figura 17, $n + 2$ cellule elementari in serie, corrispondenti ciascuna ad un polo dello sviluppo. Ciascuna cellula semplice è definita dalla matrice:

$$\| Z \| = \begin{Vmatrix} l_r & m_r \\ m_r & n_r \end{Vmatrix} \cdot \frac{p}{\lambda + \omega_r^2} \ ,$$

e la cellula corrispondente è rappresentata dalla figura 17 con:

$$Z_r = \sigma_r l_r \frac{p}{\lambda + \omega_r^2} \; ; \; Z_r' = \frac{n_r p}{\lambda + \omega_r^2} \; ; \; \sigma_r = 1 - \frac{m_r^2}{l_r n_r} \; ; \; u_r = \frac{m_r}{n_r} \, .$$

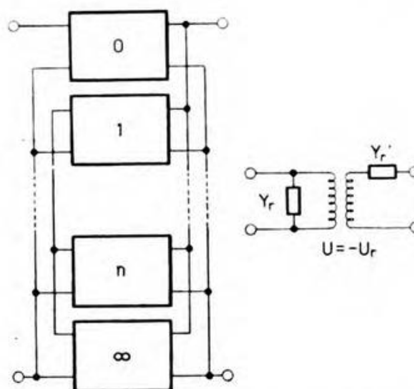


Fig. 18. — Rappresentazione canonica di un quadripolo definito con la matrice $\| Y \|$.

Analogamente partendo dalla matrice delle ammettenze $\| Y \|$ si sviluppano le tre funzioni pure in somma di frazioni parziali e si impongono esattamente le stesse condizioni di esistenza. La rappresentazione canonica è costituita in questo caso da $n + 2$ cellule in parallelo; e la cellula elementare è rappresentata nella figura 18 con:

$$Y_r = \sigma_r l_r \frac{p}{\lambda + \omega_r^2} \; ; \; Y_r' = \frac{n_r p}{\lambda + \omega_r^2} \; ; \; \sigma_r = 1 - \frac{m_r}{l_r n_r} \; ; \; u_r = \frac{m_r}{n_r} \, .$$

L'essere arrivati a raffigurare la cellula è la dimostrazione della sua esistenza. Possiamo poi osservare che le condizioni 1) e 2) sono le condizioni generali perchè le tre funzioni presentino le proprietà derivate dalle proprietà generali dei Δ già enunciate, ed in particolare le 4 impedenze a vuoto e in corto circuito siano effettivamente impedenze di bipoli, mentre la condizione 3) è la nuova condizione di esistenza specifica del quadripolo.

BIBLIOGRAFIA.

1) M. BAYARD: Relazione tra le parti reale ed immaginaria di impedenze e determinazione di una dall'altra - R.G.E., 1935, XXXVII, p. 659.

2) H. W. BODE: Un metodo di correzione d'impedenza - Bell S. T. J., 1930, IX, p. 794.

3) H. W. Bode: Teoria generale dei filtri elettrici - J. Math. a. Phys. Mass. Inst., 1934, XIII, p. 275.

4) W. Brandt: Separatori elettrici - E. N. T., 1936, XIII, p. 111.

5) L. Brillouin: Filtri e matrici - R. G. E., 1936, XXXIX, p. 3.

6) O. Brune: Sintesi di dipoli di impedenza assegnata - J. Math. a. Phys. Mass. Inst., 1931, X, p. 191.

7) W. Cauer: Ricerche su un problema che mette in relazione tre forme quadratiche definite positive con un complesso di vertici - Math. Annalen, 1931, CV, p. 86.

8) W. Cauer: Funzioni con parte reale positiva - Math. Annalen, 1932, CVI, p. 369.

9) W. Cauer: Trasformatori ideali e trasformazioni lineari - E. N.T., 1932, IX, p. 157.

10) R. M. Foster: Un teorema di reattanza - Bell S. T. J., 1924, III, p. 259.

11) N. Howitt: Teoria dei gruppi e circuiti elettrici - Phys. Rev., 1931, XXXVII, p. 1583.

12) C. E. Lane: Distorsione di fase - Bell S. T. J., 1930, IX, p. 493.

13) E. L. Norton: Filtri a gruppi come reti a resistenza costante - Bell S. T. J., 1937, XVI, p. 178.

14) H. Piloty: Quadripoli di pure reattanze - E.N.T., 1937, XIV, p. 88.

15) H. Piloty: Separatori elettrici - E. N. T., 1937, XIV, p. 197.

CONTRIBUTO ALLO STUDIO DELLA SCHERMATURA DELL'ACCENSIONE DEI MOTORI D'AVIAZIONE

MARIO MARCHISIO

L'impianto d'accensione del motore crea disturbi ai servizi radio di bordo, in special modo quando si abbia il radiogoniometro. L'eliminazione dei disturbi si può considerare raggiunta con l'adozione della schermatura completa ed accurata del complesso magnete-cavi-candele. La schermatura per altro non rimane senza influenza sugli organi dell'accensione e sorge perciò una nuova serie di problemi.

La capacità introdotta dalla schermatura nei circuiti d'accensione determina un abbassamento della tensione agli elettrodi delle candele, una riduzione dell'efficienza della scintilla, nonchè una variazione delle caratteristiche e della forma della scintilla stessa.

Il convogliare i cavi sotto un unico condotto schermante, anzichè schermarli singolarmente con calzetta metallica, si dimostra vantaggioso agli effetti di una minore riduzione della tensione e dell'efficienza della scintilla.

Altri inconvenienti, cui si ovvia in pratica mediante un rigoroso controllo di ogni singolo impianto d'accensione prima dell'installazione su motore, vengono introdotti dalla schermatura, quali un maggior tormento dei cavi, sia per scariche superficiali sia per effetto corona.

La forma assunta dalla scintilla accelera l'erosione degli elettrodi della candela. Vi si pone riparo mediante l'uso degli « smorzatori », resistenze in serie nel circuito cavo-candela.

Premesse.

Con l'apparire dei primi radioricevitori a bordo degli aeroplani si notò come le scintille del magnete creassero disturbi alla ricezione. Le difficoltà andarono poi via via crescendo con l'estendersi dei servizi radio di bordo, e con l'adozione di apparecchi ad elevata sensibilità, che più facilmente risentono i disturbi anche se di minima entità.

Negli aeroplani destinati a voli di lungo percorso, e forniti di ricevente, trasmittente e radiogoniometro, disturbi sia pur minimi rendono difficile il compito di mantenere la rotta.

Il radiogoniometro, tra tutti gli apparecchi, è quello che maggiormente occorre isolare dai disturbi. È noto infatti come la posizione dell'aeroplano rispetto alla stazione radio a terra, venga determinata in base all'angolo di cui è necessario ruotare il telaio del radiogoniometro per ottenere il silenzio della trasmittente. L'approssimazione raggiungibile nella determinazione del « punto » dipende perciò dall'approssimazione con cui detto angolo può essere determinato. Disturbi anche minimi portano ad allargare i limiti dell'angolo d'incertezza entro il quale è percepito il silenzio della stazione trasmittente ed influiscono quindi dannosamente sull'esattezza della misura. Praticamente ciascuna delle parti costituenti l'apparecchiatura elettrica può essere fonte di disturbo; ma sia per l'entità, sia per la difficoltà di una completa eliminazione di esso, si deve prendere in esame sopra tutto l'impianto di accensione; il quale può in tutto paragonarsi ad un generatore di radiazioni, le cui lunghezze d'onda sono tali da produrre interferenze negli apparecchi radio di bordo.

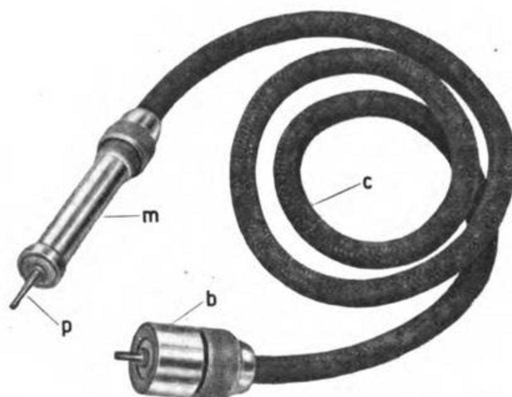


Fig. 1. — Esploratore con antenna a « coda di topo ».

Studi sulla frequenza e sulla forma della scarica alle candele sono stati eseguiti da Peters, Blackburn e Hannen (1) con l'impiego di un oscillografo a raggi catodici. L'eliminazione dei disturbi prodotti dall'accensione viene raggiunta mediante un'accurata schermatura di tutto l'impianto magnete-cavi-candele; rivestendo cioè tutto il complesso con un involucro metallico, connesso a massa in molti tratti e capace di assorbire la quasi totalità dell'energia irradiata dal circuito d'accensione impedendo che essa si trasmetta all'esterno e vada a produrre interferenze negli apparecchi radio.

(1) M. F. Peters, G. F. Blackburn a. P. T. Hannen: Electrical character of the spark discharge of automotive ignition systems - J. Research N.B.S., 1937, IV, p. 401.

Naturalmente negli aeroplani che posseggono un'installazione radiogoniometrica è indispensabile, per quanto già abbiamo detto, eliminare i disturbi anche di minima entità. La schermatura deve essere perciò costruita in modo tale da non permettere il passaggio neppure a radiazioni di bassissima intensità. Inoltre è necessario disporre di mezzi di controllo oltremodo sensibili, per verificare l'efficienza della schermatura una volta che sia messa in opera.

Uno dei mezzi di controllo che meglio consente in pratica di assicurarsi della completa eliminazione delle interferenze è costituito da un esploratore schermato con antenna ad estremità libera. Tale dispositivo, cui viene data usualmente la denominazione di antenna a « coda di topo » in analogia alla coda del topo che è rivestita di peli eccetto che in punta, è costituito (fig. 1) da una manopola schermata *m* portante la punta ricercatrice *p*, da un bocchettone *b* di presa schermata per il collegamento ad un apparecchio ricevente sensibilissimo a 6 gamme d'onda per la rivelazione e la misura dei disturbi, ed infine da un cavo schermato *c* che collega la manopola al bocchettone. Il cavo è costituito da un conduttore di rame stagnato sostenuto ed isolato da perline di ipertrolitul, il tutto racchiuso da una calza di rame stagnato a maglie fitte, in modo da costituire un conduttore accuratamente schermato, di bassa capacità (27 μμF per metro) e di minima perdita. L'esploratore così costituito risulta adatto per la ricezione delle onde ad alta frequenza e di intensità molto piccola che si irradiano dalla schermatura, senza che si abbia la captazione di altri disturbi di origine esterna. L'esame dell'efficienza della schermatura si pratica facendo scorrere la punta ricercatrice lungo tutta la schermatura. I disturbi eventualmente irradiantisi da questa ultima vengono rivelati e misurati nella loro entità dall'apparecchio ricevente, cui viene collegato l'esploratore.

Particolari costruttivi della schermatura.

Gli involucri schermanti degli apparati d'accensione si possono suddividere in tre parti:

1) schermatura del magnete;
2) schermatura dei cavi;
3) schermatura delle candele.

La schermatura del magnete è costituita da una fusione in alluminio o da un rivestimento in lamiera a forma di scatola che racchiude il ruttore ed il distributore raccordandosi alla carcassa del magnete. Tale rivestimento è opportunamente provvisto di fori per l'uscita dei cavi d'accensione e di raccordi per la schermatura dei cavi stessi. Il cavo collegante il ruttore alla massa è schermato mediante calzetta metallica, collegata alla scatola di schermatura del magnete.

La schermatura dei cavi può effettuarsi in due modi: schermando individualmente ciascun cavo, o racchiudendo tutti i cavi in un unico tubo schermante.

Nel primo tipo di schermatura i cavi sono rivestiti di una calzetta metallica; nel secondo i cavi vengono riuniti in fascio all'uscita dal distributore del magnete e convogliati entro un tubo metallico dal quale escono poi, per il collegamento alle candele, con brevi terminali schermati singolarmente con calzetta metallica.

La schermatura della candela consta di un involucro metallico unito al corpo medesimo della candela e raccordato con la schermatura del cavo in modo diverso a seconda del tipo di candela.

Particolari cure occorre avere per le giunzioni delle varie parti degli involucri schermanti, allo scopo di ottenere fra di essi un perfetto collegamento elettrico, onde impedire la formazione di differenze di potenziale fra i vari punti della schermatura, differenze che darebbero a loro volta origine a disturbi. La schermatura viene collegata elettricamente a massa alle estremità e nei punti intermedi ed il collegamento deve essere curato nel modo migliore per assicurare un ottimo contatto.

Sugli aeroplani di attuale produzione gli impianti di accensione vengono schermati in modo così accurato e subiscono poi controlli talmente minuziosi che ben pochi dei primitivi disturbi sussistono ancora. Malgrado la schermatura, disturbi, sia pure di lievissima entità, possono tuttavia riscontrarsi per il fatto che il circuito di accensione si chiude attraverso la massa del motore e le correnti vaganti possono dar luogo ad una qualche emissione.

Sono stati presi brevetti tendenti ad eliminare anche tale fonte di disturbi. Uno di essi (2), ad esempio, consiste in un completo isolamento del circuito d'accensione, che evita il ritorno attraverso la massa. A questo scopo si muniscono le candele di due elettrodi isolati, anzichè di uno solo; e si usano cavi d'accensione bipolari schermati, oppure si dà al conduttore di ritorno la forma di un rivestimento disposto coassialmente attorno all'altro conduttore, in modo che il campo magnetico si formi soltanto all'interno del rivestimento, ma non all'esterno.

Mediante la schermatura il problema della eliminazione dei disturbi prodotti dall'accensione è praticamente risolto, ma la schermatura stessa influisce notevolmente sugli organi schermati dando luogo a tutta una serie di nuovi problemi.

Le difficoltà si incontrano sopra tutto nella schermatura dei cavi e delle candele, mentre più facile si presenta il problema della schermatura del magnete. In quest'ultima è necessario soltanto curare che venga assicurata una sufficiente circolazione d'aria, onde evitare un eccessivo addensamento di ozono ed un eccessivo riscaldamento, fattori entrambi che esercitano un'azione dannosa per una buona conservazione degli isolanti, e delle parti metalliche.

(2) Disposizione per eliminare i disturbi dei circuiti d'accensione di motori a combustione interna. Brevetto italiano n. 356558 dell'8 novembre 1937, rilasciato al nome « Siemens Apparate u. Maschinen G. m. b. H. » (Berlino).

Influenza della schermatura sulle caratteristiche della scintilla.

La schermatura dei cavi e delle candele esercita una profonda influenza sulle caratteristiche della scintilla, a causa della capacità del cavo e della candela; capacità che, per effetto della schermatura, viene ad assumere valori tali da modificare notevolmente le caratteristiche elettriche del circuito d'accensione.

La candela può considerarsi formata da un certo numero di condensatori cilindrici coassiali, in parallelo fra di loro, aventi spessore dielettrico diverso. La capacità di ognuno di essi può essere calcolata mediante la nota formula del condensatore cilindrico:

$$C = \frac{0{,}556 \cdot \varepsilon_r \, l}{\log_e \frac{r_e}{r_i}} \ \mu\mu\text{F} ,$$

dove ε_r è la costante dielettrica relativa dell'isolante (per la mica circa 5), l la lunghezza assiale delle armature cilindriche in centimetri, r_i ed r_e i raggi rispettivamente dell'armatura interna e dell'armatura esterna.

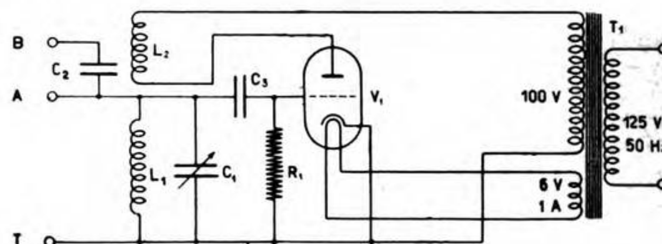


Fig. 2. — Schema del dispositivo
per la misura della capacità dei cavi con oscillatore ad alta frequenza:

V_1 - triodo universale
C_1 - condensatore variabile da 500 $\mu\mu$F
C_2 - condensatore fisso da 10 $\mu\mu$F
C_3 - condensatore fisso da 100 $\mu\mu$F
R_1 - resistenza da 50 000 Ω
T_1 - trasformatore d'alimentazione
L_1 - induttanza da 200 μH
L_2 - induttanza da 70 μH .

Per le candele schermate si calcolano valori totali di capacità da 30 a 60 $\mu\mu$F, a seconda dei tipi.

Anche il cavo schermato può essere assimilato ad un condensatore cilindrico e la sua capacità può essere calcolata mediante la stessa formula.

La capacità per metro di un comune cavo schermato, quale quello che viene impiegato sul motore Fiat A 30, avente un conduttore di 0,075 cm di raggio, un'armatura schermante con raggio interno di 0,35 cm, e una costante dielettrica media relativa di circa 3,5 (gomma), risulta di 126 $\mu\mu$F/m; e poichè la lunghezza dei cavi schermati varia in un comune

motore d'aviazione da circa 80 cm a circa 200 cm, un cavo schermato ha una capacità compresa tra 100 μμF e 260 μμF.

La capacità complessiva del cavo e della rispettiva candela schermati può variare quindi da un minimo di 130 μμF ad un massimo di 320 μμF.

Per la schermatura a tubo convogliatore un calcolo della capacità non è possibile data la posizione irregolare dei cavi entro il condotto schermante. Comunque la capacità risulta minore di quella dei cavi singolarmente schermati per il maggior spessore del dielettrico e perchè questo è in parte formato da aria.

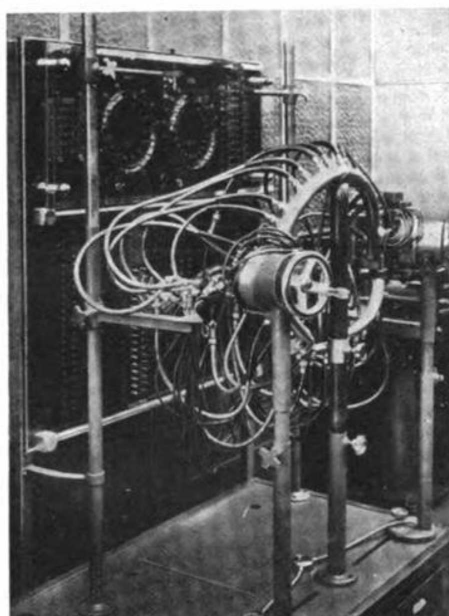


Fig. 3. — Apparato d'accensione
con schermatura a tubo convogliatore per motore Fiat A 74.

Sia nel caso di cavi singolarmente schermati, sia in quello di cavi raccolti in fascio entro un tubo schermante sono state eseguite misure di capacità a radiofrequenza (0,5 ÷ 1,5 MHz modulata a 50 Hz), basate sul confronto, con un metodo di sostituzione, della capacità del cavo con quella di un condensatore tarato (fig. 2).

Il conduttore viene connesso al morsetto A, mentre la schermatura viene collegata al morsetto T. Il condensatore variabile C_1 tarato è il condensatore di confronto. Un comune apparecchio radioricevente viene sintonizzato sull'onda emessa ed accoppiato eventualmente all'oscillatore mediante un condensatore C_2 opportunamente scelto. Si stacca

poi il cavo da *A* e si aumenta la capacità del condensatore variabile fino a ristabilire il segnale nell'apparecchio ricevente. La capacità che si è dovuta aggiungere misura la capacità del conduttore in esame.

Le misure effettuate sul comune cavo schermato impiegato sul motore Fiat A 30 hanno dato per la capacità il valore di 130 μμF/m

Per le candele schermate Marelli si sono trovate capacità di 30, 35, 40 μμF, rispettivamente per i tipi SR 3, 4 RL, FR o. Tutti questi risultati sperimentali concordano quindi con le previsioni teoriche.

Misure di capacità sono state eseguite anche sul complesso schermante dell'accensione (fig. 3) del motore d'aviazione Fiat A 74. L'apparato consta di due magneti, fornenti la scintilla alle due candele dello stesso cilindro e di un condotto schermante che porta i cavi alle 28 candele dei 14 cilindri del motore. I risultati medi delle misure sono riassunti nella tabella che segue.

Numero d'ordine del cilindro	Numero d'ordine della scintilla	Magnete 1		Magnete 2	
		Lunghezza del cavo cm	Capacità del cavo μμF	Lunghezza del cavo cm	Capacità del cavo μμF
1		180	140	80	85
2	12	170	125	70	75
3	9	180	140	80	80
4	6	145	130	90	70
5	3	140	130	110	110
6	14	120	95	125	90
7	11	135	100	150	90
8	8	147	80	150	80
9	5	140	110	160	135
10	2	147	117	170	110
11	13	166	130	170	130
12	10	225	140	100	75
13	7	205	140	105	110
14	4	178	136	75	75

L'effetto di questa capacità sulle caratteristiche della scarica alle candele si manifesta principalmente con un abbassamento di tensione agli elettrodi della candela, e con una modifica sostanziale della forma della scintilla, che acquista più marcatamente i caratteri di scintilla capacitiva.

Il fenomeno dell'abbassamento della tensione viene a ridurre il margine di sicurezza dell'accensione.

È noto come, col motore in funzione, si formino fra gli elettrodi delle candele depositi di particelle carboniose, che costituiscono un circuito derivato con conseguente dispersione di energia. Se il valore della dispersione supera un determinato limite, il funzionamento dell'accensione

risulta compromesso perchè la scintilla non si forma più con la frequenza regolare. L'effetto della dispersione capace di rendere critica l'accensione è tanto meno sentito quanto più grande è la tensione fornita agli elettrodi della candela. La presenza della schermatura, che introduce un abbassamento della tensione, ha quindi l'effetto di ridurre il margine di sicurezza dell'accensione.

Quanto sopra è in accordo con la facile previsione che la tensione secondaria diminuisca al crescere della capacità del circuito d'accensione. La dimostrazione pratica di questo fenomeno è data dal diagramma della figura 4 nel quale sono riportate le misure di tensione massima agli elettrodi di uno spinterometro a punta ionizzante collegato ad un magnete Marelli MF 14 mediante spezzoni di cavo schermato di lunghezza e di capacità crescente.

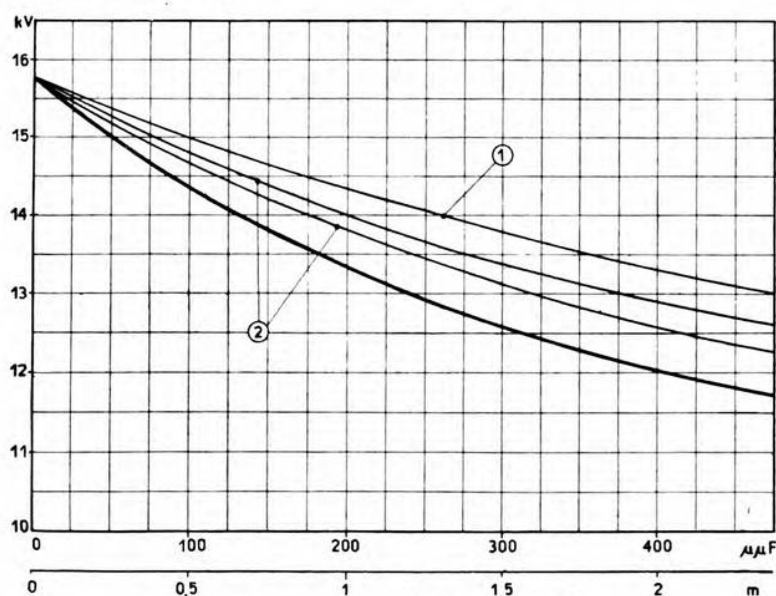


Fig. 4. — Influenza della schermatura sulla tensione di cresta.
——— Tensione di cresta in funzione della lunghezza del cavo: 1 - cavo schermato con 5 strati di gomma; 2 - cavi schermati con 3 strati di gomma.
━━━ Tensione di cresta in funzione della capacità della schermatura.

Le misure sono state eseguite su cavi di vario tipo ed è stata dedotta la curva della tensione di cresta in funzione della capacità della schermatura. La prova è stata effettuata, per ogni spezzone di cavo, allontanando le punte dello spinterometro fino al limite della scarica regolare e misurando la tensione mediante voltmetro di cresta.

In realtà il fenomeno è duplice e, come abbiamo già notato più sopra, anche la forma della scintilla risulta cambiata.

La capacità introdotta dalla schermatura produce una scarica iniziale a forte intensità che col suo effetto calorifico tende a distruggere i depositi carboniosi sugli elettrodi della candela. Questo fenomeno attenua un poco l'inconveniente della riduzione della tensione.

A volere esaminare più a fondo il problema, il margine di sicurezza di un apparato d'accensione atto a garantire la formazione della scintilla con la regolare continuità, in presenza di depositi carboniosi fra gli elettrodi della candela, si esprime col valore dell'«utilità» di esso. Chiamiamo «utilità» di un apparato di accensione il valore reciproco, espresso in microsiemens, della minima resistenza che si può includere in derivazione sugli elettrodi della candela senza che incomincino a manifestarsi irregolarità nella frequenza di formazione della scintilla.

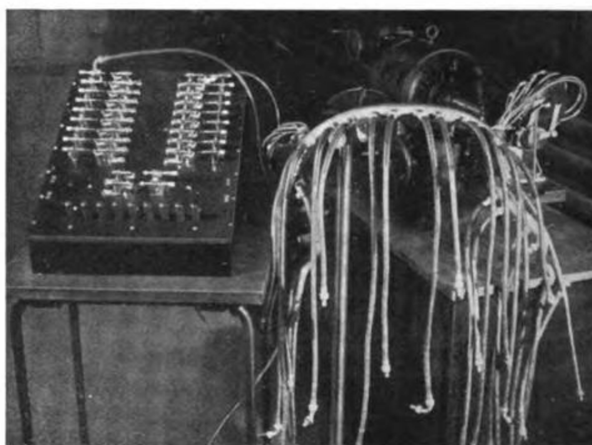


Fig. 5 — Schermatura a tubo convogliatore del motore Fiat A 74 su banco di prova.

L'effetto della schermatura sull'efficacia degli apparati d'accensione è stata messa in luce da un gruppo di prove eseguite sul motore d'aviazione Fiat A 74 con magnete Marelli MF 14, sia per schermatura del tipo a tubo convogliatore, normalmente impiegata su tale motore, sia per schermatura del tipo a cavi singolarmente schermati.

Una prima serie di prove è stata eseguita misurando l'«utilità» alla pressione atmosferica per ciascuno dei 28 circuiti d'accensione, corrispondenti ai 14 cilindri del motore con schermatura a tubo convogliatore.

La figura 5 illustra il complesso del tubo schermante e dei cavi come sistemati su banco di prova.

Le stesse misure sono state ripetute sostituendo alla schermatura a tubo convogliatore tutta una serie di spezzoni di cavo schermato di lunghezza via via crescente. In queste prove, alla candela è stato sostituito lo spinterometro a punte ionizzanti, onde avere la minore incer-

tezza possibile nella misura. Con lo spinterometro infatti, tenendo un valore sufficientemente grande della distanza esplosiva, è più facile percepire la mancanza di qualche scintilla ed è quindi possibile stabilire con esattezza sufficiente il valore della resistenza derivata che è capace di determinare irregolarità nell'accensione.

Poichè praticamente le tensioni fornite dal magnete per i vari circuiti d'accensione non sono identiche, nella misura si è fatto uso sempre di una stessa scintilla, onde eliminare l'influenza dei vari fattori non dipendenti dalla schermatura. I vari circuiti d'accensione sono stati perciò successivamente collegati allo stesso morsetto della calotta del magnete. Non ricorrendo a questo artificio lo scarto che si nota fra scintilla e scintilla è dell'ordine del 10 ÷ 15 %.

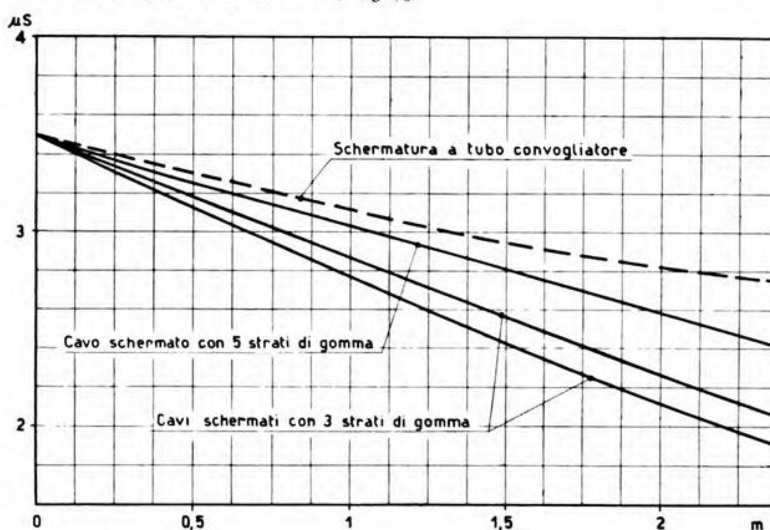


Fig. 6. — « Utilità » in funzione della lunghezza del circuito magnete-candela con schermatura a tubo, e con cavi schermati.

La spiegazione del fenomeno è da ricercarsi in molteplici cause concomitanti. A parte il magnete che di per se stesso presenta inevitabilmente differenze interne nella distribuzione della scintilla, nei traferri, e così via, si deve tener conto della reazione di indotto che è in diretta proporzione con l'intensità di ogni singola scintilla.

Quando il magnete gira alla velocità normale le scintille si susseguono a breve intervallo e l'arco non è spento quando il contatto si chiude di nuovo. Ad una scintilla più intensa corrisponde un maggiore indebolimento del campo, per cui la scintilla successiva può risultare meno efficace.

I risultati delle prove sono riassunti nel grafico della figura 6, nel quale sono riportati i valori medi dell'«utilità» in funzione della lunghezza

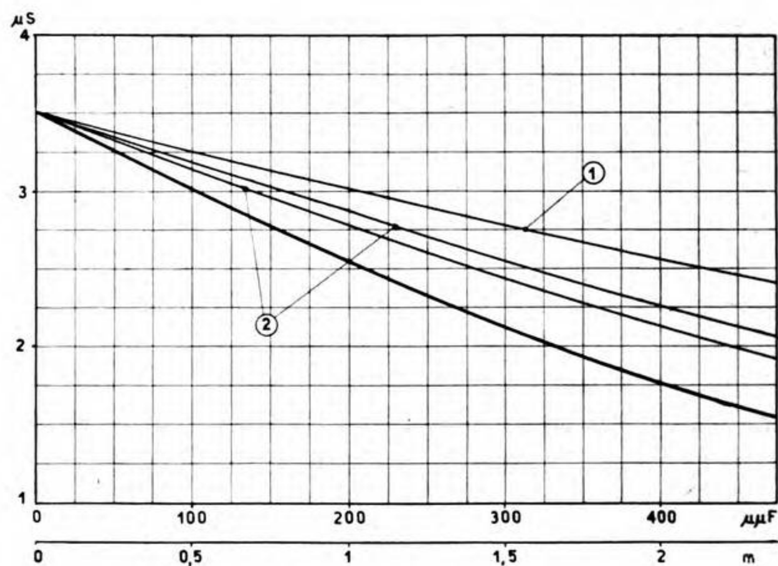


Fig. 7. — Influenza della schermatura sull'efficacia degli impianti di accensione.
——— « Utilità » in funzione della lunghezza del cavo: 1 - cavo schermato con 5 strati di gomma; 2 - cavi schermati con 3 strati di gomma.
——— « Utilità » in funzione della capacità della schermatura.

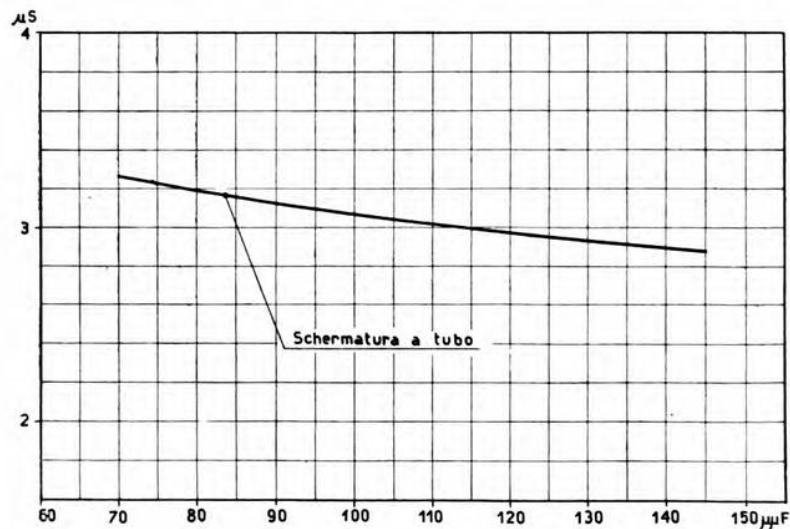


Fig. 8. — Influenza della schermatura sull'efficacia degli impianti di accensione.

del circuito d'accensione magnete-candela, sia per la schermatura a tubo, sia per la schermatura a cavi singolarmente schermati. Il grafico mostra che l'efficacia per uno stesso circuito magnete-candela è notevolmente maggiore per la schermatura a tubo che per cavi schermati anche se a forte sezione e con dielettrico di ottima qualità.

Le figure 7 e 8 mostrano l'influenza della schermatura sull'efficacia degli impianti di accensione.

Il guadagno che si riscontra con la schermatura a tubo non appare però così forte come a tutta prima ci si potrebbe aspettare, tenendo conto delle sole capacità dei circuiti magnete-candela le quali sono notevolmente minori di quelle che si hanno con cavi schermati singolarmente.

Ciò è però perfettamente spiegabile se si tiene conto che nella schermatura a tubo i cavi sono riuniti a fascio entro il condotto e quindi esiste fra essi un accoppiamento induttivo. Entra per ciò in gioco il fenomeno della mutua induzione, che contribuisce a sottrarre energia al circuito.

Come abbiamo detto più sopra però il guadagno che si ottiene nella schermatura a tubo con la riduzione notevole della capacità del complesso dei circuiti di accensione è tale da compensare largamente l'aumento delle dispersioni dovuto ai fenomeni di mutua induzione.

I risultati di queste prove confermano che se la schermatura integrale dell'apparato d'accensione, da una parte costituisce un rimedio efficace contro le interferenze negli apparecchi radio, porta dall'altra alcuni inconvenienti che occorre eliminare se si vuol garantire ottimo funzionamento sotto tutti gli aspetti.

Altri fenomeni prodotti dalla schermatura.

Oltre alla diminuzione della tensione e dell'utilità della scintilla, la schermatura può dare luogo ad altri fenomeni di cui è bene far cenno anche se essi si rilevano in casi di eccezione. In cavi apparentemente di ottima qualità e che non darebbero luogo ad inconvenienti nell'applicazione normale, si riscontrano per effetto della schermatura deficienze che occorre mettere in evidenza all'atto del collaudo dei cavi medesimi per evitare inconvenienti nella sistemazione definitiva su motore.

Esperienze di laboratorio hanno permesso di riprodurre questi fenomeni e di studiarli da vicino ponendo in luce le cause che li producono.

Si è notato che i cavi d'accensione presentano bruciature superficiali ad andamento serpeggiante, come se sul rivestimento di tessuto sterlingato fossero avvenute scariche lineari lungo la superficie, dovute ad una forte differenza di potenziale, manifestatasi fra punti diversi del rivestimento.

Il fenomeno si verifica specialmente su cavi il cui rivestimento per qualche ragione venga ad imbrattarsi di olio o ad inumidirsi, o conservi umidità residua per imperfetta lavorazione.

Lo studio di questi fenomeni è condotto usando spezzoni di un usuale cavo schermato, privi della calzetta metallica schermante e col rivestimento di tela sterlingata inumidito con acqua o ricoperto di un leggero strato di fuliggine, posti in circuito con un magnete ed una candela e tenuti isolati rispetto alla massa. Facendo funzionare il magnete ed avvicinando sufficientemente al cavo un conduttore connesso a massa, si nota la formazione di una scarica fra cavo e conduttore, e, fatto più importante, di tutta una serie di piccole scariche superficiali che si dipartono dal punto in cui avviene la scarica fra cavo e conduttore messo a terra (fig. 9), e si distribuiscono su tutta la parte macchiata del cavo.

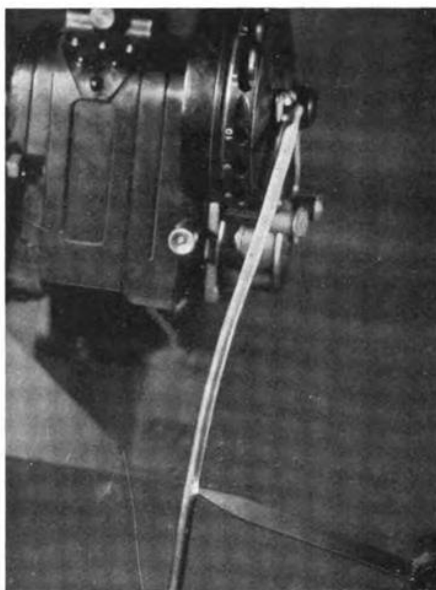


Fig. 9. — Scariche superficiali su cavo cosparso di fuliggine.

La spiegazione del fenomeno risulta chiara se si tiene conto che le piccole chiazze di umidità o di fuliggine o di sostanze più o meno buone conduttrici che si trovano sulla superficie esterna del cavo, agiscono come tante piccole armature di condensatori (tal quale come è stata considerata una armatura di condensatore il rivestimento metallico esterno del cavo). Tali piccoli condensatori, che vengono caricati durante il passaggio della scintilla, sono distribuiti sulla superficie non in continuità, ma a caso, secondo l'andamento del deposito di fuliggine o d'umidità. Qualora una delle armature di questi condensatori venga

scaricata a terra, si determina una forte differenza di potenziale fra essa e altre armature circonvicine e si manifesta quindi, fra armatura e armatura, tutta una catena di scariche superficiali le quali permettono la dispersione a massa dell'energia che si era accumulata su tali armature, nonchè il formarsi di bruciature ad andamento serpeggiante lungo la superficie del cavo.

Nel caso pratico, dato che la calzetta metallica schermante non può adagiarsi e toccare uniformemente il rivestimento esterno del cavo, se in corrispondenza delle zone non bene a contatto con la schermatura tale rivestimento risulta cosparso di piccole chiazze di umidità o di sostanze estranee conduttrici, si forma fra chiazza e chiazza tutta una serie di scariche superficiali che disperdono a massa, attraverso la schermatura, l'energia accumulata. Il continuo e costante ripetersi di tale fenomeno ad ogni passaggio di scintilla finisce per produrre una bruciatura superficiale del rivestimento.

Altro inconveniente, qualche volta riscontrato durante le prove dei motori d'aviazione al banco, è quello della perforazione dell'isolamento del cavo, in corrispondenza dell'attacco al distributore del magnete, quando si dimentichi di porre a massa la calzetta metallica schermante in corrispondenza di tale punto. Queste condizioni si verificano quando, ad esempio, la cuffia schermante del distributore venga tolta e quindi la calzetta metallica del cavo non venga più a far contatto con la massa.

Il fenomeno è stato riprodotto e studiato nei suoi particolari, il che ha permesso di accertare le cause cui esso è dovuto.

L'esperimento è stato condotto tagliando un tratto di calzetta schermante in prossimità del distributore, in modo da isolarla da massa, e facendo funzionare il magnete. Dopo qualche ora di funzionamento si è prodotta la perforazione dell'isolamento proprio in corrispondenza dell'estremità libera della calzetta schermante; il fenomeno è quindi dovuto ad un effetto corona, prodotto dal forte gradiente di potenziale che si forma in corrispondenza dell'estremità libera della calzetta metallica. Le linee di campo infatti subiscono in tale zona un forte addensamento, poichè la calzetta metallica si trova al potenziale di massa.

Questo fenomeno dimostra quanto sia importante effettuare un accurato collegamento a massa dell'estremità libera della calzetta, sia dal lato del distributore, sia da quello della candela, e dare un'opportuna forma all'imboccatura della calzetta.

Per le stesse ragioni è necessario evitare irregolarità sulla superficie della calzetta metallica, e specialmente punte dovute a fili interrotti.

Tali irregolarità determinano l'addensamento delle linee equipotenziali e quindi variazioni del gradiente di potenziale molto forti. Il dielettrico rimane fortemente sollecitato con conseguente maggior pericolo di perforazione.

Notevole importanza riveste infine il problema della erosione delle puntine delle candele che è stato aggravato con il generalizzarsi della schermatura negli impianti d'accensione.

Interessanti notizie a questo proposito sono riferite da Ramsay (3).

L'erosione delle puntine delle candele è dovuta, come è noto, al fatto che la enorme densità di corrente, che si verifica sulla piccola superficie delle puntine nell'istante in cui avviene la scintilla, fonde e vaporizza il metallo.

Un esame delle caratteristiche della scintilla permette di rendersi conto dell'influenza della schermatura sulla scintilla.

È noto dalle teorie sull'accensione (4) che la corrente di scarica alle candele si può scindere in varie componenti:

1) una corrente ad andamento esponenziale dovuta alla rotazione del nucleo del magnete;

2) una corrente ad andamento continuo prodotta da una parte dell'energia accumulata nel condensatore e nell'avvolgimento induttivo primario;

3) una corrente oscillatoria smorzata dovuta anch'essa alla energia accumulata nel condensatore e nell'avvolgimento induttivo primario;

4) una corrente oscillatoria smorzata dovuta alla energia accumulata nella capacità del circuito secondario.

Quest'ultima corrente ha un valore massimo istantaneo molto elevato, poichè la capacità cui essa è dovuta si può considerare in derivazione sugli elettrodi della candela. Il valore massimo di tale corrente dipende naturalmente dall'entità della capacità del circuito secondario. L'aumento di tale capacità per effetto della schermatura ha come conseguenza un forte aumento del valore massimo di tale corrente. La scintilla diviene bianca e rumorosa ed un esame di essa rivela una proiezione di particelle di metallo incandescente dagli elettrodi della candela.

Il mezzo escogitato dal Ramsay per smorzare questa scarica e ridurre l'erosione delle puntine è quello di mettere in serie sul circuito d'accensione una resistenza di valore opportuno e tale da non provocare sensibili riduzioni nell'energia disponibile alla candela.

La resistenza, del valore di circa 1000 Ω, secondo un recente brevetto, viene sistemata nei terminali di attacco del cavo schermato alla candela.

Conclusione.

La schermatura dell'accensione dei motori d'aviazione è indispensabile per eliminare i disturbi sugli apparecchi radio, in special modo quando si abbia a bordo un radiogoniometro. In tal caso si ha infatti incertezza nella lettura anche per disturbi di minima entità, essendo le letture

(3) F. R. F. Ramsay: Sparking Plugs in Aero Engines - Flight, 1938, XXXIII, p. 557.

(4) E. Biffi: Sul funzionamento dei magneti di accensione dei motori a scoppio - L'Elettrot., 1918, XXII, p. 302.

E. Biffi: Il problema dei contatti dei ruttori per i magneti ad alte velocità - Sprazzi e Bagliori, 1938, XV (3), p. 5.

basate sulla riduzione a zero dei segnali ricevuti. Occorre quindi schermare magneti, cavi e candele.

Se da una parte la schermatura elimina i disturbi prodotti dall'accensione, dall'altra viene però ad alterare le caratteristiche della scintilla, poichè essa aumenta il valore della capacità dei circuiti magnete-candela, che possono considerarsi equivalenti ad un circuito oscillatorio. Si può in parte ovviare a tale inconveniente convogliando cavi sotto un unico condotto, anzichè schermarli singolarmente.

La schermatura può dar luogo ad altri fenomeni, quali un maggior tormento dei cavi, sia per scariche superficiali, sia per perforazione dovuta all'effetto corona ed un maggior consumo degli elettrodi delle candele. Anche a siffatte conseguenze si può porre riparo con controlli rigorosi e con opportuni accorgimenti.

RECENSIONI

ACUSTICA APPLICATA ED ELETTROACUSTICA.

F. MASSA — **Altoparlanti a tromba. Esame quantitativo di alcuni requisiti fondamentali per il loro calcolo.** (Proc. I. R. E., giugno 1938, XXVI, 6, pag. 720-733, con 10 fig.).

Con riferimento a precedenti pubblicazioni (1), viene determinato, dal punto di vista teorico, il comportamento di un altoparlante a tromba;

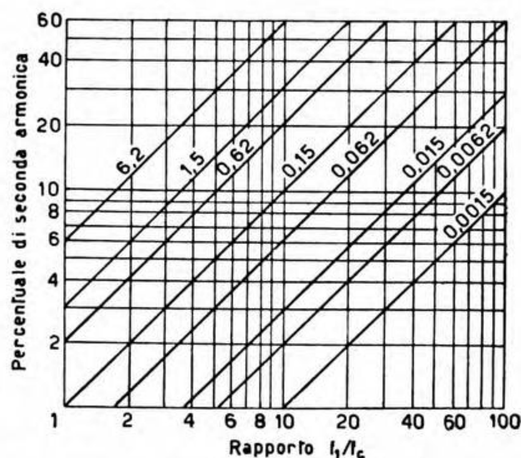


Fig. 1. — Seconda armonica generata in una tromba esponenziale alla frequenza f_1 con una frequenza di taglio uguale a f_c. I numeri lungo le curve indicano i watt irradiati per centimetro quadrato di area della gola.

prendendo principalmente in considerazione il rendimento alle varie frequenze, e le condizioni cui devono soddisfare le diverse costanti per ottenere rendimento massimo; esso viene a corrispondere ad una velocità ottima delle particelle d'aria alla gola della tromba.

(1) Electronics, 1937, X, p. 30; A. F., 1937, VI, p. 532.

Si osserva però che il rendimento massimo si verifica in corrispondenza di una frequenza ben determinata.

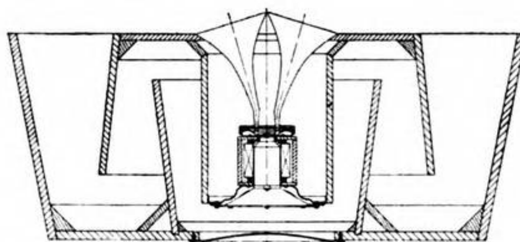


Fig. 2. — Sezione che mostra la struttura dell'altoparlante a tromba con due sistemi mobili.

Per le altre frequenze, oltre ad una diminuzione del rendimento, si manifesta l'inconveniente di distorsioni particolarmente notevoli in corrispondenza di certe frequenze, caratteristiche della costruzione. Il grafico di figura 1 riporta la percentuale di seconda armonica generata nella gola, in funzione del rapporto tra la frequenza in gioco e la frequenza di taglio dall'altoparlante.

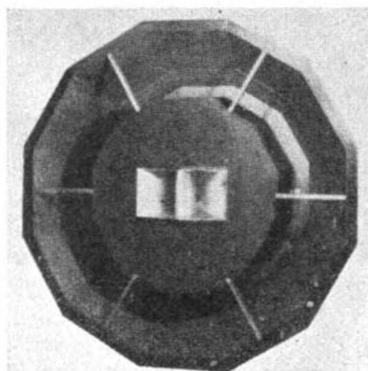


Fig. 3. — Vista dell'altoparlante a tromba con due sistemi mobili.

Inoltre poichè un altoparlante a tromba per riproduzione di frequenze basse presenta valori delle costanti costruttive molto diversi da quelli di un altoparlante analogo per frequenze alte, per ottenere un altoparlante che riproduca bene larghe bande di frequenza è necessario ricorrere a particolari artifici. Si può anche, come è noto, utilizzare il sistema a due o più canali con altoparlanti separati, ma esso non è il più adatto per piccoli teatri o auditori dato il costo e l'ingombro. L'autore ha già proposto l'uso di un altoparlante con un unico diaframma accoppiato

a due trombe (1); ora egli presenta una nuova interessante attuazione tecnica, ottenuta disponendo in un unico circuito magnetico due bobine mobili separate, collegate individualmente a due diversi diaframmi. In tale modo ci si avvicina alle caratteristiche del sistema di riproduzione con due canali separati, con il vantaggio di una maggiore compattezza, di un notevole risparmio di materiale, e di un conseguente minor costo.

Le figure 2 e 3 rappresentano tale altoparlante, il quale ha un diametro di circa 1,5 m. L'intensità di campo è di 18 000 gauss per la bobina ad alta frequenza (bobina di alluminio del peso di 1 g), e di 14 000 gauss per la bobina a bassa frequenza (bobina di rame del peso di 8 g).

G. Ga.

APPLICAZIONI VARIE.

E. KRAMAR e W. HAHNEMANN — **Il radiofaro a onde ultracorte e le sue applicazioni.** (Proc. I. R. E., gennaio 1938, XXVI, 1, pag. 17-44, con 27 fig.).

Vien data notizia dei perfezionamenti apportati ai sistemi già da tempo studiati (2) per rendere più sicuro il volo e l'atterraggio degli aeroplani, sia in condizioni di cattiva visibilità, sia di notte.

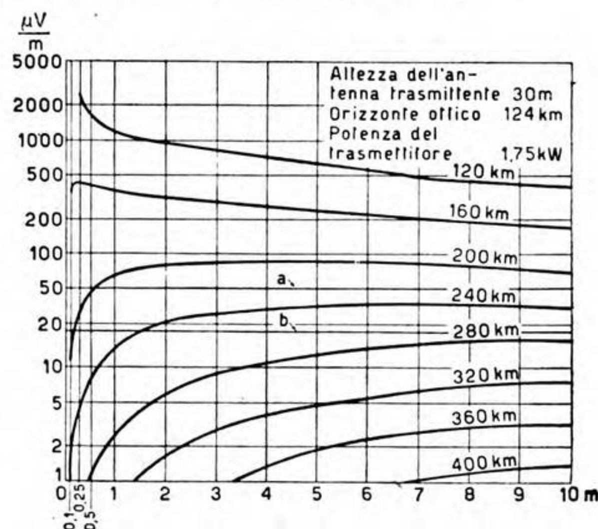


Fig. 1. — Intensità di campo elettromagnetico in funzione della lunghezza d'onda rilevate per diverse distanze, alla quota di volo di 1000 m: *a*, *b* - intensità minime di ricezione, rispettivamente per 1,75 kW, 30 m e per 4 kW, 60 m.

(1) J. A. S. A., 1936, VIII, p. 48; A. F., 1937, VI, p. 52.

(2) G. MONTEFINALE: Radiofari per navigazione marittima ed aerea - A.F., 1934, III, p. 673.

Ricordato il principio di funzionamento del radiofaro d'atterraggio ad onde ultracorte, sono forniti, in base alle esperienze attuate, dati ed indicazioni di notevole interesse pratico.

Poichè edifici, rimesse ed altre costruzioni, situate in prossimità di un radiofaro, possono creare sdoppiamenti del raggio-guida in punti anche molto lontani dall'aeroporto, rendendo così poco sicuro l'atterraggio, il radiofaro deve essere costruito in modo che l'angolo determinato dalle rette congiungenti il trasmettitore col vertice del radiofaro e coi tetti delle costruzioni, sia maggiore di 1°,5.

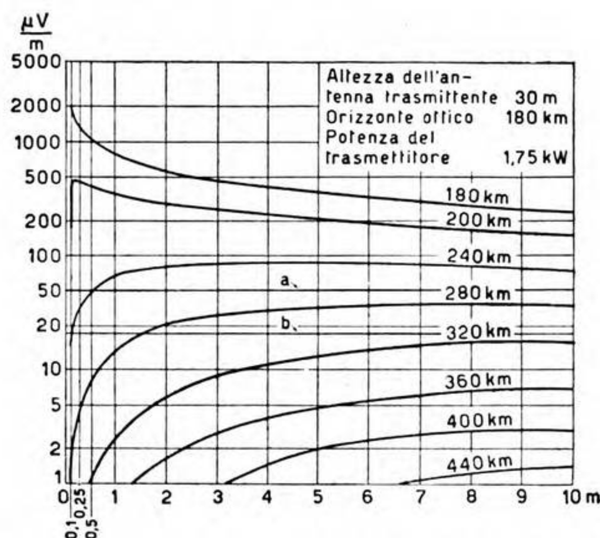


Fig. 2. — Intensità di campo elettromagnetico in funzione della lunghezza d'onda rilevate per diverse distanze, alla quota di volo di 2000 m: *a*, *b* - intensità minime di ricezione, rispettivamente per 1,75 kW, 30 m e per 4 kW, 60 m.

Il notevole aumento del numero dei radiofari installati ha reso necessario l'uso di lunghezze d'onda diverse per aeroporti vicini: oltre alla lunghezza d'onda di 9 m (fissata come lunghezza d'onda internazionale per i radiofari già nel 1933) adottata per gli aeroporti principali, si sono usate, per gli aeroporti secondari, altre lunghezze d'onda, comprese sempre fra 8 e 9 m.

In seguito all'installazione di radiofari vicini, sorse anche la necessità di poter prevedere e determinare le zone di interferenza, per evitarle con opportuna scelta della direzione dei raggi-guida. Tale determinazione si può fare, tenendo anche conto della selettività dell'apparato ricevente e della differenza fra le frequenze dei due radiofari, mediante i grafici dell'intensità di campo per varie distanze e diverse altezze di volo:

perchè una guida sia ottima, l'intensità del segnale deve essere 50 volte quella di un qualsiasi segnale disturbatore.

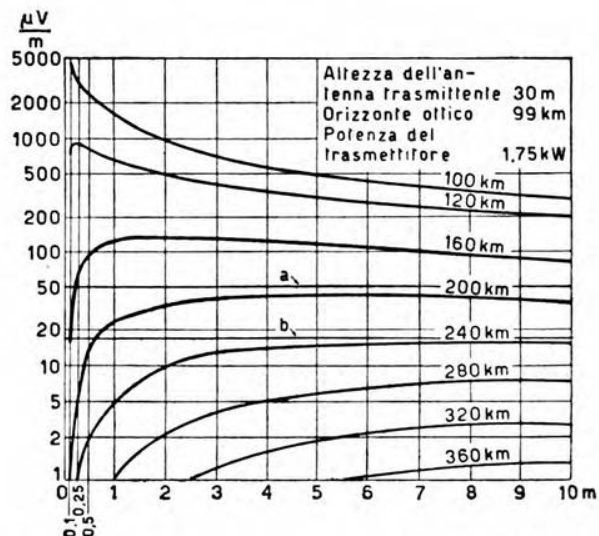


Fig. 3. — Intensità di campo elettromagnetico in funzione della lunghezza d'onda, rilevate per diverse distanze, alla quota di volo di 500 m: *a*, *b* - intensità minime di ricezione rispettivamente per 1,75 kW, 30 m e per 4 kW, 60 m.

Dai grafici delle figure 1, 2 e 3 si può dedurre che un radiofaro della potenza di 1,75 ÷ 4 kW, la cui lunghezza d'onda sia compresa tra 2 e 10 m, con antenna a 30 ÷ 60 m dal suolo, può produrre segnali d'intensità tale da garantire un'ottima guida fino a distanze di 200 ÷ 300 km, per un aeroplano che si mantenga ad una quota compresa fra 500 e 2000 m.

M. L. P.

LIBRI E PUBBLICAZIONI

L. LOMBARDI. — *Elettrotecnica.* — V. Bompiani, Milano, 1938. — Un volume di VIII-268 pagine, con 47 tavole. — Prezzo L. 30.

Il libro fa parte di una numerosa serie di volumi in via di compilazione, destinati a costituire nell'insieme l'« Enciclopedia monografica italiana del ventesimo secolo ». Esso stesso appartiene al tipo delle enciclopedie oggi di moda, non ordinate alfabeticamente, ma logicamente per materia, con varie possibilità d'ingresso per la consultazione: attraverso gl'indici finali — di cui è da segnalare quello dei nomi di persona comunque citati nel corso dell'opera — e poi attraverso le figure in tavole fuori testo, che forniscono a loro volta un vero e proprio indice iconografico, ciascuna col riferimento alla pagina ove si tratta dell'oggetto rappresentato.

L'opera presenta una chiara sintesi storica dello sviluppo dell'elettrotecnica nei suoi vari rami, e mentre pone nella giusta e doverosa luce i contributi portati da scienziati ed inventori di altri paesi, è intesa a ricordare ed a stabilire su basi non dubbie la multiforme partecipazione degli scienziati ed inventori italiani al progresso elettrotecnico. A proposito dei diversi argomenti vi sono raccolti abbondanti ed aggiornati dati tecnico-statistici con particolare riguardo a quelli che si riferiscono al nostro paese, cosicchè vi si trova, anche sotto questo aspetto, una preziosa documentazione.

Dei sette capitoli di cui il libro si compone, il primo dà un cenno retrospettivo sullo sviluppo dell'elettrologia dalla sua origine alla fine del secolo scorso; il secondo precisa lo stato generale della scienza e dell'industria elettrica all'inizio del secolo attuale; il terzo e il quarto trattano rispettivamente i sistemi di telecomunicazione (telegrafica, telefonica e per via radio) ed i problemi inerenti alla produzione e alla distribuzione industriale dell'energia elettrica (centrali generatrici, linee di trasmissione e stazioni trasformatrici, reti distributrici e sottostazioni di conversione, mezzi di misura delle grandezze elettriche). Il quinto capitolo si riferisce alla trasformazione meccanica dell'energia elettrica (distribuzione di forza motrice, sistemi di propulsione) ed il sesto contempla le altre forme di utilizzazione dell'energia stessa (illuminazione e riscaldamento, applicazioni elettrochimiche e di natura diversa, elet-

troacustica). L'ultimo capitolo considera lo stato attuale dell'elettrotecnica e le previsioni circa il suo sviluppo futuro. Il volume termina con un'ampia bibliografia ed è corredato dalla collezione di tavole già citate.

La vastissima competenza e l'attitudine dell'autore alla sintesi hanno trovato in quest'opera un campo particolarmente adatto. Quasi ogni capoverso contiene quanto basta per dare un'idea sostanziale, per individuare un ritrovato o una classe di ritrovati: descrizioni succinte che pongono in rilievo il nocciolo dell'argomento.

La lettura sistematica del libro, facile e scorrevole, rinfresca nozioni e ricordi agli studiosi già edotti, e li può tanto più interessare se molto specializzati così da avere perso parzialmente di vista il quadro generale dell'elettrotecnica. Sarà d'altro canto utile a coloro che vengono alla materia da campi diversi, perchè chiarisce nomi e ritrovati, propri dell'àmbito delle applicazioni elettriche.

A. Br.

***

E. MONTÙ. — *Radiotecnica*. Volume III: *Pratica di radiotrasmissione e ricezione*. — U. Hoepli, Milano, 1938. — Un volume di XVIII-815 pagine, con 824 figure. — Prezzo L. 75.

Questo terzo volume della « Radiotecnica » del Montù segue in ordine naturale — anche se non cronologico, perchè precede per data di pubblicazione il secondo — i primi due di carattere generale (I: Nozioni fondamentali; II: Tubi elettronici) (1) e tratta una materia assai vasta con intendimenti nettamente pratici, a differenza delle altre parti, di cui forma la conclusione. Il titolo « Pratica di radiotrasmissione e ricezione » dà soltanto una pallida idea della notevolissima quantità di argomenti trattati, che si sviluppano in 17 capitoli ricchi di schemi, tabelle, abachi, disegni costruttivi e fotografie dei principali apparecchi e dispositivi.

A chi voglia rendersi conto dell'importanza e della mole della materia, può interessare la conoscenza dei titoli di ciascun capitolo:

1) Radioricevitori; 2) Radiotrasmissione con valvole; 3) Antenne; 4) Bobine d'induttanza; 5) Condensatori; 6) Trasformatori; 7) Dispositivi elettroacustici; 8) Resistenze fisse e variabili, attenuatori; 9) Rivelatori a cristallo; 10) Alimentazione AT e BT di radioricevitori e di radiotrasmettitori; 11) Laboratorio del radiotecnico; 12) Consigli pratici per autocostruttori e per radioriparatori; 13) Circuiti; 14) Dati tabellari; 15) Norme per la radiotrasmissione; 16) Il codice Morse; 17) Disturbi della ricezione.

Meritano di essere particolarmente segnalati tra gli altri i capitoli 11° e 12°, che meglio esprimono l'impostazione pratica del libro, ricchi

(1) A.F., 1935, IV, p. 353.

come sono di descrizioni e consigli. Qualche inesattezza e qualche regola che rasenta l'empirismo non valgono a mutare la buona impressione destata dal volume. Esso è quindi da additare come un riuscito tentativo di divulgazione, consigliabile per tutti coloro che, anche privi di vaste conoscenze teoriche, vogliano estendere la propria cultura sui più svariati campi delle applicazioni radiotecniche.

Ogni capitolo termina con citazioni bibliografiche non molto numerose, ma particolarmente aggiornate.

C. E.

***

H. DE BELLESCIZE. — *Les communications radio-électriques*. Fascicule II. — Gauthier-Villars, Paris, 1936. — Un volume di 122 pagine, con 47 figure. — Senza indicazione di prezzo.

Questo è il secondo ed ultimo fascicolo di un'opera che ha lo scopo di trattare, sia da un punto di vista teorico sia da un punto di vista pratico, alcuni dei problemi che si presentano all'ingegnere desideroso di perfezionare le comunicazioni per mezzo delle onde elettromagnetiche. Del primo fascicolo è stata già data notizia su questa rivista (1).

Il lavoro completo comprende sei capitoli, due nella prima e quattro nella seconda parte. I primi cinque studiano particolarmente i diversi elementi da cui dipendono le radiocomunicazioni, il sesto, intitolato « Applicazioni », è dedicato al modo di assicurare una comunicazione radio sia per mezzo di onde corte sia per mezzo di onde lunghe. Il capitolo III tratta i procedimenti di stabilizzazione e sincronizzazione della frequenza, diffondendosi sulla sincronizzazione a distanza. I capitoli IV e V si occupano rispettivamente della protezione del segnale contro l'evanescenza e contro le perturbazioni. Alla fine del volume c'è un'appendice sopra i disturbi atmosferici dei quali l'autore si è a lungo occupato.

Il libro è interessante, specialmente per la parte che riguarda i disturbi delle comunicazioni radio e le condizioni per ridurne il livello: argomento su cui — come si è anche ora accennato — è importante il contributo di studi personali dell'autore.

G. G.

***

F. BEDEAU. — *Cours élémentaire de Télégraphie et Téléphonie sans fil*. — Vuibert, Paris, 1937. — Un volume di 483 pagine, con 353 figure. — Prezzo Fr. 60.

Il volume, che ha avuto nella sua prima edizione l'onore di una prefazione del compianto generale Ferrié ed è stato premiato dall'Accademia

(1) A.F., 1936, V, p. 389.

delle Scienze, viene presentato in seconda edizione. Non vuole essere un'opera di volgarizzazione, ma, ampliato e integrato, conserva il carattere di libro scolastico abbastanza elementare per non offrire difficoltà agli allievi ingegneri radiotelegrafisti. Esso è essenzialmente dedicato a quella parte della radiotecnica che si può ormai chiamare classica ed è per questo che se lo si esamina alla stregua della tecnica più moderna può forse dare a taluno l'impressione di non essere aggiornatissimo.

Il libro si inizia con una introduzione in cui si richiamano i princìpi fondamentali sui campi magnetici, le correnti di conduzione, i campi elettrici e le unità di misura.

Nel capitolo che segue si fanno riferimenti alla teoria dei circuiti a corrente alternata, alle principali misure effettuabili con ponti a frequenza acustica, al comportamento dei filtri elettrici e ad altre questioni secondarie (sensibilità degli apparecchi radioriceventi, attenuatori).

Seguono un capitolo dedicato alle oscillazioni libere e forzate ed uno (il terzo) che tratta le nozioni fondamentali sui tubi elettronici. Dal capitolo quarto al nono si esaminano le principali applicazioni di questi, riprendendosi poi nel decimo lo studio dei circuiti, con la trattazione delle oscillazioni dei circuiti accoppiati.

Nei due capitoli successivi, undicesimo e dodicesimo, si espone la teoria delle lunghe linee: indi, nel tredicesimo, il comportamento dei conduttori alle frequenze elevate. Il volume termina con tre capitoli sulla propagazione, l'irradiazione e la ricezione delle onde elettromagnetiche.

La vastità della materia trattata fa sì che molti problemi possano essere appena impostati, ma frequenti rinvii alla letteratura (soprattutto francese) facilitano il lavoro di chi desideri approfondire tali questioni. Qualche anomalia, che appare nell'ordine di distribuzione della materia, deriva probabilmente dalle necessità didattiche di cui si è già fatto cenno.

Buona la presentazione tipografica.

P. P.

***

L. BERGMANN. — *Schwingende Kristalle und ihre Anwendung in der Hochfrequenz- und Ultraschalltechnik.* — B. G. Teubner, Leipzig u. Berlin, 1937. — Un volume di 46 pagine, con 42 figure. — Prezzo R. M. 1,20.

Premessa la descrizione dei fenomeni inerenti alla piezoelettricità, si accenna alla teoria di questa, per passare poi all'esame delle proprietà dei cristalli piezoelettrici in oscillazione.

Vengono indi esposte brevemente, ma con molta chiarezza e precisione, le principali applicazioni radiotecniche ed elettroacustiche dei cristalli piezoelettrici, giungendo fino alle più moderne, quali microfoni, altoparlanti e rilevatori grammofonici, nonchè ad alcune esperienze di modulazione della intensità della luce.

Un capitolo viene riservato alle applicazioni dei cristalli alla generazione ed alla ricezione di ultrasuoni ed un altro alle possibilità di ricerca offerte dall'avere a disposizione potenze non trascurabili a frequenza ultrasonora.

Il volumetto, che deve essere considerato una pregevole monografia introduttiva allo studio delle applicazioni tecniche o scientifiche della piezoelettricità, è chiuso da un elenco bibliografico delle fondamentali trattazioni sull'argomento.

P. P.

***

H. BARKHAUSEN. — *Elektronen-Röhren.* IV Band: *Gleichrichter und Empfänger.* — Dritte und vierte Auflage. — S. Hirzel, Leipzig, 1937. — Un volume di XV-294 pagine, con 147 figure e 3 schemi fuori testo. — Prezzo R. M. 7,50 (legato R. M. 9).

Il quarto volume del trattato ormai famoso (1), in questa nuova edizione, raccoglie la teoria generale dei rettificatori, dei rivelatori e dei ricevitori. Il tipo di trattazione dell'autore è ben noto. Con considerazioni teoriche o procedimenti grafici, ispirati sempre al desiderio della semplicità e della praticità, viene affrontato lo studio di svariati tipi di applicazioni che, pure avendo spesso comune il principio informatore, differiscono considerevolmente nei particolari. Una delle caratteristiche più notevoli dell'opera è per l'appunto il criterio con cui viene svolta la trattazione e vengono ordinati gli argomenti. Non è naturalmente possibile evitare sempre, che soggetti strettamente collegati siano trattati in capitoli distinti, ma il risultato raggiunto è assai soddisfacente e la trattazione appare organica, ordinata, completa.

La vasta materia è divisa in tre parti: correnti non modulate, correnti modulate, ricevitori per radiodiffusione.

Le correnti non modulate possono venire rivelate (o meglio rettificate) con diodi o con tubi muniti di griglie. In corrispondenza a ciò, il primo capitolo della prima parte riguarda i diodi (caso limite di tensioni piccole e di tensioni grandi, importanza prevalente nel primo caso della forma della caratteristica, nel secondo del circuito esterno, raddrizzatori per frequenza industriale e così via); il secondo i tubi con griglia (rettificazione per caratteristica di placca e per caratteristica di griglia, superreazione e così via).

Il capitolo iniziale della seconda parte è particolarmente interessante: vi sono esaminati, con l'acuto spirito e le vedute originali dell'autore, da una parte le note questioni delle bande laterali, della modulazione sinusoidale e non, dei battimenti, dall'altra la teoria dei filtri di banda, l'effetto della selettività sulla fedeltà, la modulazione in fase e in frequenza. Segue a questo un capitolo in cui si studia l'uso dei tubi per

(1) A.F., 1935, IV, p. 98 e 215.

la rivelazione: vengono ancora distinti i casi limiti di segnali piccoli e grandi; vengono discusse le distorsioni di varia origine, e studiati i vari casi di conversione di frequenza.

L'ultima parte è ovviamente di carattere pratico e distinta dalle prime due: i problemi di sensibilità, di selettività, di amplificazione a stadi accordati e a media frequenza e di regolazione vengono esaminati con particolare riguardo alla radiodiffusione; sono descritti tre tipi di ricevitori: popolare, a stadi accordati, a supereterodina.

Il libro risulta in conclusione una raccolta praticamente completa di dati teorici e sperimentali sulla rivelazione, e sui mezzi e sui circuiti con cui la si ottiene; è perciò prezioso in mano di tutti coloro che si occupano dell'argomento. Non contiene d'altra parte — ciò sarebbe contrario alle intenzioni dell'autore — un elenco particolareggiato degli accorgimenti e dei dispositivi usati nei ricevitori. Si può, concludendo, constatare che in questo, come negli altri volumi, il Barkhausen è riuscito a contemperare le necessità di una discussione concettualmente esauriente con quelle di un'opera strettamente applicativa, e ad ottenere nella trattazione un perfetto equilibrio.

E. F. G.

PUBBLICAZIONI RICEVUTE

Laboratorium Manfred von Ardenne. — H. Wendt, Berlin, 1938. — Un fascicolo di 52 pagine, con numerose figure. — Senza indicazione di prezzo.

E. AISBERG. — *La radio?... è una cosa semplicissima!* — Radio Industria, Milano, 1938. — Un volume di 101 pagine, con 119 figure. — Prezzo L. 12,50.

L. ALBERTI. — *Servitù di elettrodotto.* (*Leggi - Costituzione - Giurisprudenza*). — L. di G. Pirola, Milano, 1938. — Un volume di VIII-285 pagine, con 2 tavole fuori testo. — Prezzo L. 20.

INFORMAZIONI E NOTIZIE

Riunioni del C. C. I. F. a Oslo. — Dal 20 al 28 giugno 1938 si sono tenute ad Oslo le riunioni di alcune Commissioni del Comitato Consultivo Telefonico Internazionale. Tali riunioni riguardarono questioni tecniche ritenute di particolare urgenza ed importanza, che era necessario risolvere prontamente ed applicare senza indugio.

Furono così riesaminate e completate le *direttive per la protezione delle linee di telecomunicazione contro le perturbazioni* che erano già state elaborate a Roma nell'ottobre 1937 (1), lasciando però molti punti incompleti per la complessità dei problemi relativi alle perturbazioni nei circuiti telefonici, provenienti dalle linee di energia.

Questo lavoro riuscirà certo molto utile, particolarmente per l'Italia, perchè esso servirà di base per stabilire norme nazionali che dovranno essere osservate da tutti gli esercenti di imprese elettriche per garantire la sicurezza ed il buon funzionamento delle linee di telecomunicazione.

Presentano particolare interesse le istruzioni relative all'effetto schermante delle guaine magnetiche e conduttrici dei cavi.

Sono rimaste allo studio alcune questioni riguardanti le perturbazioni dovute agli impianti per produzione e per trasporto di energia sulle linee di telecomunicazione. Hanno particolare importanza quelle relative:

a) al fattore telefonico di forma della tensione da osservare nella costruzione delle macchine ed apparecchi elettrici;

b) al valore ammissibile della forza elettromotrice psofometrica, prodotta dalle linee di energia elettrica;

c) all'influenza delle diverse modalità della messa a terra del punto neutro delle installazioni di energia a corrente alternata sui rumori indotti nelle linee telefoniche prossime;

d) alle disposizioni da prendere nel caso di parallelismo tra i circuiti telefonici e le linee di trazione o di distribuzione a corrente continua.

Furono quindi riesaminate e compilate in una forma definitiva le *raccomandazioni per la protezione dei cavi telefonici sotterranei contro la*

(1) A. F., 1938, VII, p. 283.

corrosione dovuta all'elettrolisi, decidendo di introdurre in questa tecnica i perfezionamenti attuati in Italia, quali: il sistema dei drenaggi graduati studiato dalle società telefoniche per ridurre al minimo potenziale negativo rispetto al suolo le guaine dei cavi e così immunizzarle da corrosioni elettrolitiche; gli accorgimenti per eliminare le corrosioni dovute alle materie catramose impiegate per la protezione esterna dei cavi; il sistema di cavi a due guaine di piombo isolate l'una dall'altra, delle quali quella esterna sia sezionata a brevi intervalli, per impedire la produzione e la circolazione di correnti vaganti. E le raccomandazioni per la protezione dei cavi sotterranei si estendono anche al caso di correnti vaganti, provenienti da impianti relativi sia a tramvie elettriche, sia a ferrovie elettriche a corrente continua.

È ben noto che mentre si ha tendenza a eliminare nelle città le tramvie elettriche, sostituendole con autobus o filovie, le ferrovie elettriche a corrente continua vengono, particolarmente in Italia, costantemente intensificandosi in modo da costituire, sopra tutto per i cavi telefonici interurbani, un serio pericolo.

Oltre che procedere alle revisioni delle raccomandazioni per la protezione dei cavi sotterranei contro la corrosione, la Commissione competente doveva definire alcune questioni sulla conservazione dei cavi telefonici sotterranei; tali questioni vennero lasciate aperte, essendo mancato il tempo per esaurirne l'esame, e sembrando inoltre necessaria una maggiore documentazione, da affidare alla C. M. I. (Commissione Mista Internazionale per le esperienze relative alla protezione delle linee di telecomunicazione e delle canalizzazioni sotterranee).

Si introdussero però due nuove questioni, l'una relativa alle corrosioni provenienti dalle ferrovie elettriche di grande traffico, l'altra riguardante le correnti vaganti che possono provenire dalle installazioni di filovie che, come è noto, hanno come le tramvie il polo negativo messo a terra.

Grande importanza hanno avuto i lavori delle Commissioni che si sono occupate della trasmissione telefonica.

I pareri di queste Commissioni riguardano le più importanti questioni che interessano le telefonia moderna e costituiranno, nel nuovo testo delle raccomandazioni del C. C. I. F. (Libro Bianco), le norme per l'attuazione dei nuovi impianti telefonici.

Nel testo precedente del Libro Bianco erano state indicate norme provvisorie per la organizzazione di un *programma generale di interconnessione telefonica in Europa*; ad Oslo il C. C. I. F., dopo avere riaffermata la necessità di un piano organizzato, in modo da consentire che le comunicazioni internazionali debbano comprendere al massimo due circuiti internazionali con un solo punto di transito, oltre a due circuiti nazionali terminali che non debbono comprendere ciascuno più di due circuiti interurbani, secondo lo schema della figura 1, dettò le regole alle quali detti circuiti debbono corrispondere. Le più interessanti sono quelle relative all'equivalente di riferimento, alla distorsione di attenuazione, ai tempi di propagazione.

Mentre in una comunicazione internazionale tra due abbonati dello stesso continente l'equivalente non deve superare 4,6 neper (40 decibel), quelli dei sistemi emittente e ricevente nazionali non devono superare 2,35 neper (20,5 decibel) e 1,85 neper (16 decibel) rispettivamente. La risultante di 0,4 neper serve a tenere conto degli scarti rispetto al valore o che dovrebbero avere i due circuiti internazionali di transito. Ogni circuito di transito deve avere un equivalente di o neper (al massimo 0,1 neper, cioè 0,87 decibel).

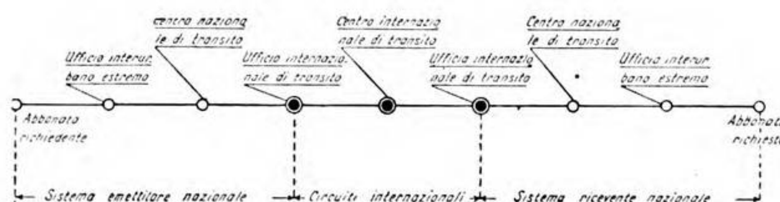


Fig. 1. — Schema del piano di collegamento telefonico europeo.

Tutti i circuiti in cavo debbono essere capaci di trasmettere la banda di frequenza da 300 a 2600 Hz. Tale banda viene, nel caso delle correnti vettrici, elevata a 3400 Hz distanziando le frequenze vettrici di 4000 Hz. Questa è stata la decisione di maggiore importanza presa ad Oslo in quanto viene così elevata notevolmente la qualità telefonica della trasmissione, con notevoli riflessi sulla costruzione sia degli apparecchi sia delle linee.

Per il tempo massimo di propagazione tra due abbonati è stato confermato il valore di 250 ms, ma si raccomanda di giungere nel continente europeo al valore di 200 ms (50 ms per ciascuno dei circuiti nazionali e 100 ms per la parte internazionale).

Vennero date importanti prescrizioni relative alla riduzione degli effetti d'eco, delle distorsioni di fase, delle perturbazioni e delle distorsioni non lineari.

Furono inoltre stabilite le *disposizioni relative ai segnali nel servizio telefonico internazionale*; le quali presentano grande interesse poichè vengono codificate le modalità degli impulsi sia di segnalazione, sia di selezione da usare nella telefonia a grande distanza e che si riflettono sulle apparecchiature delle centrali urbane e delle reti regionali esercite dalle Società.

Per quanto concerne i segnali, nel caso di servizio manuale, visti i buoni risultati ottenuti colla frequenza di 500 Hz, viene scelta questa frequenza con un ritmo modulante di 20 Hz, e con una potenza da 1,5 a 3 mW; nel caso invece di traffico automatico e semiautomatico, si cercò di disciplinare ed unificare la complessa materia dei diversi segnali occorrenti per la selezione automatica, in modo da attuare la loro pro-

pagazione nei circuiti per telefonia a grande distanza. Le frequenze scelte sono state quelle di 750 Hz e di 600 Hz, diversamente modulate per i diversi scopi. Sono state inoltre stabilite le durate di questi segnali e date disposizioni relative alla tolleranza, alla tonalità, e alla protezione contro le perturbazioni dovute ai segnali di selezione nei circuiti telefonici.

Le Commissioni precisarono inoltre le *norme tecniche relative alle costituzioni dei sistemi di trasmissioni a correnti vettrici.*

Le bande di frequenza assegnate alle varie categorie di comunicazioni sono le seguenti:

fino a 300 Hz - telegrafia infraacustica;
da 300 a 3000 Hz - telefonia a bassa frequenza;
oltre i 3000 Hz - telegrafia e telefonia ad alta frequenza;
da 50 a 10 000 Hz - circuiti radiomusicali.

Le questioni fondamentali furono: stabilire le regole alle quali debbono uniformarsi i sistemi a telefonia multipla a correnti vettrici tanto per cavi dotati di induttanza leggera e molto leggera, quanto per cavi non dotati di induttanza; e fissare la banda di frequenze da assegnare ad ogni canale telefonico in questi sistemi a correnti vettrici, poichè da essa dipendono le frequenze di taglio e quindi la costruzione dei cavi e la loro pupinizzazione. Usando, ad esempio, i cavi senza pupinizzazione aventi alta frequenza di taglio, circa 30 000 Hz, l'attenuazione è tanto forte che si deve ricorrere a corrispondenti elevati guadagni di amplificazione e quindi a cavi costituiti con coppie schermate ed a circuiti perfettamente equilibrati onde evitare diafonia e perturbazioni per cause esterne. A tale questione è pure collegata la costruzione e l'equipaggiamento dei cavi coassiali, che sono previsti per la nuova rete telefonica italiana a grande distanza.

È noto come si abbiano due sistemi diversi: a bande di 3000 Hz e a bande di 4000 Hz. La banda di 3000 Hz fu proposta perchè le prescrizioni del C. C. I. F. stabiliscono essere sufficiente che i circuiti interurbani trasmettano una banda di frequenza compresa tra 300 e 2610 Hz, essendo tale la zona entro la quale gli altri organi della catena telefonica, e particolarmente i microtelefoni, funzionano senza distorsione. Esperienze acustiche hanno pure dimostrato che la intelligibilità delle parole, conservando le armoniche comprese in tale banda, è da ritenersi sufficiente. Con bande di 3000 Hz è possibile avere, con frequenze di taglio non troppo elevate, un buon numero di comunicazioni. L'Amministrazione Tedesca dei telefoni usa il sistema a 10 canali di 3000 Hz e cioè cavi con frequenza di taglio di 30 000 Hz. A parità di frequenza di taglio si possono inserire più comunicazioni sul sistema a 3000 Hz che non su quello a 4000 Hz nella ragione di 4 a 3, e la circostanza pare abbia molta importanza per i cavi coassiali, che debbono essere capaci di trasmettere un grande numero di conversazioni, ed ammettere una o più bande superiori per la modulazione della televisione. Gli Americani adottano invece il sistema a bande di 4000 Hz come meglio rispondente allo sviluppo degli apparecchi telefonici.

A questo riguardo fu proposto di elevare il limite per la frequenza massima effettivamente trasmessa (²) a 3600 Hz, perchè i moderni microtelefoni possono raggiungere tali frequenze senza distorsione; approfittando di una così ampia banda di frequenze, si potrebbe raggiungere un notevole progresso nella telefonia, accrescendo grandemente la intelligibilità delle conversazioni; ma sarebbe necessario cambiare gli apparecchi telefonici, modificare l'installazione dei cavi per elevarne la frequenza di taglio, e sostituire molti di essi.

Si obbiettò inoltre che per approfittare delle qualità di trasmissione, che è possibile ottenere con buoni apparecchi di abbonati, il circuito interurbano dovrebbe effettivamente trasmettere una banda di frequenze fino a circa 3500 Hz, invece che 2600 Hz, ma un tale miglioramento non sarebbe giustificato sotto il punto di vista economico. Dalla discussione risultò come taluni ritenessero necessari 10 o 20 anni per poter applicare il sistema a banda allargata; e ad altri invece sembrasse opportuno costituire fin d'ora i nuovi circuiti ed approfittare del perfezionamento già attuato nel campo degli apparecchi.

La spesa supplementare per i cavi e l'apparecchiatura così proporzionati sarebbe dell'ordine dell'1 % per un collegamento breve e potrebbe raggiungere il 5 % per un collegamento molto lungo. Questo aumento di costo sarebbe però compensato dalla economia nei circuiti locali: infatti il guadagno di intelligibilità che corrisponde all'allargamento delle bande di frequenza, si può valutare da 4 ad 8 decibel.

Fra le manifestazioni più interessanti della riunione di Oslo furono appunto le dimostrazioni sperimentali sul guadagno di intelligibilità che la conversazione telefonica acquista elevando la banda di frequenze dal limite superiore di 2650 Hz, ammesso dal C. C. I. F. per i circuiti telefonici, a quello di 3500 Hz, che i moderni apparecchi telefonici possono dare.

Le diverse Amministrazioni Europee si dimostrano propense ad adottare il sistema a banda allargata, e tra queste la Olandese, a mezzo della Philips, propose il sistema a banda avente il limite superiore di 3333 Hz, il quale presenta notevoli prerogative di semplicità per la modulazione a base 3. Pertanto sarà adottato lo scaglionamento di 4000 Hz delle bande di frequenza ed il sistema ad onde vettrici sarà basato sulla ripartizione di $12 \times 4 = 48$ kHz, da usare in cavi a bicoppie non pupinizzate, aventi la frequenza di taglio di circa 50 kHz.

È da notare a questo riguardo che lo studio e l'invenzione dei cavi coassiali e della telefonia ad alta frequenza erano stati provocati dall'avvento della televisione. Oggi invece la telefonia ad alta frequenza in cavi coassiali, che ha finalità tecniche e commerciali diverse da quelle della televisione ed appartiene spesso ad amministrazioni diverse, deve mantenersi indipendente da questa, con economia di costo degli impianti

---

(²) Si dice che una frequenza è effettivamente trasmessa se l'equivalente per questa frequenza non differisce di più di 1 neper (8, 7 decibel) dall'equivalente a 800 Hz.

che possono usare cavi di diametro minore e servirsi di stazioni di amplificazione più distanziate. Il diametro del cavo ed il numero delle stazioni di amplificazione crescono proporzionalmente alla radice quadrata della frequenza e perciò la televisione, che richiede frequenze dell'ordine del megahertz, obbliga ad usare diametri maggiori o ad avvicinare le stazioni di amplificazione.

In seguito all'esame delle diverse questioni di carattere elettroacustico e di propagazione, sulle quali si ebbe un ampio contributo di documentazione sperimentale e teorica, la riunione del C. C. I. F. di Oslo fissò le *caratteristiche generali dei sistemi di telefonia multipla a correnti vettrici per circuiti internazionali non caricati*, dichiarando:

a) che è necessario allargare nell'avvenire la banda delle frequenze effettivamente trasmesse nelle comunicazioni telefoniche a grande distanza;

b) che questo allargamento della banda deve estendersi progressivamente ai diversi tipi di circuiti;

c) che, per cominciare, su ciascuna via telefonica di un cavo internazionale non caricato si deve trasmettere una banda di frequenze estendentesi almeno da 300 a 3400 Hz, con che risulta un distacco delle frequenze portanti di 4000 Hz.

Di conseguenza venne stabilito che per i sistemi a correnti vettrici dei circuiti internazionali la banda totale delle frequenze utilizzate si estenda da 12 000 Hz a 60 000 Hz e si dispongano in questa banda 12 vie contigue, e che la banda laterale trasmessa in linea sia la banda laterale superiore, corrispondente alle frequenze vettrici virtuali ([3]) 12, 16, 20,... 56 kHz.

Le questioni di trasmissione messe allo studio e da risolvere nel biennio 1939-1940 riflettono nella maggiore parte le nuove direttive della telefonia moderna e sopra tutto i problemi che si riferiscono alla adozione della banda di frequenza allargata (300-3400 Hz).

Accanto alle suddette questioni di carattere fondamentale sono proposti studi sulla diafonia e sui rumori parassiti, con riflesso alla questione, sempre di attualità, degli psofometri.

Il piano di interconnessione telefonica europea, fissato nelle sue direttive ad Oslo, richiede, per la sua traduzione pratica, l'esame di importanti problemi, particolarmente per ciò che riguarda gli equivalenti di riferimento dei vari tratti costituenti questi circuiti.

Questioni nuove sono quelle relative ai recenti apparecchi che modificano automaticamente l'intervallo di variazione del volume o della amplificazione telefonica e ai soppressori di reazione.

Infine lo studio elettroacustico degli apparecchi telefonici di abbonato, che desta attualmente il massimo interesse, è oggetto di parecchie

([3]) Si denomina frequenza vettrice virtuale, la frequenza che sarebbe trasmessa in linea, se si applicasse la frequenza zero all'entrata a bassa frequenza della via considerata.

questioni, che sono già accompagnate da una seria ed interessante documentazione, in gran parte sperimentale.

Si trattò pure delle misure telefonometriche che sono sempre all'ordine del giorno nei lavori delle Commissioni del C. C. I. F.

Alle riunioni di Oslo furono presentate, più che in ogni altro precedente convegno, dalle varie amministrazioni e da alcune grandi ditte costruttrici di materiale telefonico, relazioni di alto interesse che, sebbene strettamente attinenti ai temi speciali considerati, portano un contributo notevole al progresso della telefonia.

e. s.

***

VI Assemblea Generale U.R.S.I. in Italia. — Dal 4 al 9 dello scorso settembre hanno avuto luogo in Venezia le sedute tecniche della VI Assemblea Generale dell'Unione Radio Scientifica Internazionale, signorilmente ospitata nel Palazzo Vendramin dal Centro Volpi di Elettrologia.

Da ogni parte del mondo vi erano convenute molte delle personalità più illustri nel campo delle radiocomunicazioni.

Nella seduta inaugurale, tenuta nel mattino di domenica 4, dopo alcune parole di benvenuto per parte di S. E. Volpi, del Vice Podestà e di S. E. Pession, presidente del Comitato Italiano dell'U. R. S. I., il professore Appleton, presidente generale, ha pronunciato il discorso di apertura, nel quale ha posto in evidenza il grande contributo di studi e di ricerche avutosi nel campo radioscientifico nel periodo decorso dalla precedente assemblea di Londra del 1934 ad oggi, ha reso onore al contributo italiano ed ha commemorato Guglielmo Marconi.

Le sedute tecniche si sono svolte nei giorni successivi, dal 5 al 9, sempre affollate e attentamente seguite dai numerosi convenuti. Gli scopi dell'U. R. S. I. sono di mantenere la più stretta collaborazione fra scienziati e tecnici e di promuovere e coordinare quegli studi e quelle ricerche scientifiche, la cui soluzione è di più importante e immediata necessità per la tecnica delle radiocomunicazioni. I lavori sono attualmente divisi fra cinque commissioni di studio e, in ognuna di queste, sottocommissioni di esperti si occupano dei problemi speciali.

La Commissione I « Metodi di misura e di campionamento », presieduta da E. H. Rayner (Inghilterra), si occupa attualmente di misure precise di frequenza; in particolare il presidente ha riferito sui confronti internazionali di frequenza, eseguiti da vari laboratori europei nel 1935, con l'emissione di frequenza campione di 1000 Hz, effettuata dal « National Physical Laboratory ». Sono state inoltre date direttive per le misure del campo elettromagnetico, con speciale riguardo alle onde corte e ultracorte, e sono state considerate le possibilità di nuovi temi per i futuri lavori.

La Commissione II « Propagazione delle radioonde », in assenza di J. H. Dellinger (S. U. A.) era provvisoriamente presieduta da E. V. Appleton. Questa commissione si occupa degli studi sulla propagazione e sulla ionosfera ed ha promosso un servizio di divulgazione delle osservazioni periodiche sulla ionosfera, sotto forma di bollettini radiotelegrafici denominati « ursigrammi ». Nell'attuale riunione sono state discusse varie questioni, sulla nomenclatura dei fenomeni anormali della ionosfera, sull'opportunità di eseguire ricerche sistematiche sugli echi a grande ritardo e sulla interazione delle radioonde (effetto Lussemburgo), sull'organizzazione degli studi sulle evanescenze brusche dei segnali e su quella delle osservazioni da compiere durante il prossimo eclisse solare del 1940.

Nella Commissione III « Perturbazioni atmosferiche », presieduta da E. V. Appleton (Inghilterra), si è discussa l'organizzazione delle registrazioni sistematiche degli atmosferici; è stato osservato che i laboratori attrezzati per queste misure sono assai poco numerosi ed è stato auspicato che ne vengano installati altri in ogni paese e che venga dato a queste ricerche l'interesse che esse meritano. Sono state in particolare esaminate certe forme tipiche di disturbi, in genere accompagnati da forti tempeste magnetiche, molto interessanti anche dal punto di vista della geofisica, oltre che da quello delle radiocomunicazioni.

La Commissione IV « Collegamenti », alla cui presidenza è stato recentemente nominato G. Vallauri (Italia), si è occupata della normalizzazione degli ursigrammi e dello studio, in collaborazione con altre organizzazioni internazionali, dei fenomeni solari aventi relazione con la ionosfera e con la propagazione delle radioonde.

La Commissione V « Radiofisica », sotto la presidenza di B. van der Pol (Olanda), si è occupata di alcuni problemi di fisica di particolare importanza per le radiocomunicazioni. Si è parlato della teoria delle oscillazioni non lineari, che interessano per gli oscillatori di rilasciamento, per la sincronizzazione delle oscillazioni, per il funzionamento dei tubi come amplificatori e generatori, ed è stato proposto che l'U. R. S. I. ne continui lo studio; su questo soggetto ha destato notevole interesse una comunicazione di Giorgi, sulle applicazioni della sua funzione impulsiva allo studio dei fenomeni transitori. Altra questione considerata è stata quella delle fluttuazioni spontanee nei tubi e nei circuiti, sulle quali una bella relazione è stata presentata da Bakker e van der Pol.

Di notevole rilievo sono state infine una relazione di Esau, sullo stato attuale della tecnica per la generazione delle frequenze altissime, e due comunicazioni di Manneback e di Eckersley sulle applicazioni dell'ottica geometrica allo studio della propagazione delle onde elettromagnetiche.

La sera del giorno 9 i congressisti partirono per Roma ove, il mattino seguente, nel grande salone del Palazzo del Consiglio Nazionale delle Ricerche alla Città Universitaria, ebbe luogo la seduta di chiusura. Il saluto agli ospiti fu porto dal professore Bordoni, a nome di S. E. Badoglio,

presidente del C. N. R., e da S. E. Pession. Il professore Appleton espresse quindi il suo vivo compiacimento per i lavori svolti e la gratitudine dei convenuti per l'ospitalità ricevuta.

Nei giorni seguenti, dal 10 al 14, furono effettuate visite alla stazione emittente della Società Italo Radio a Torrenova e a quella di Santa Palomba dell'E. I. A. R., al Centro Studi ed Esperienze della R. Aeronautica a Guidonia, al R. Istituto Elettrotecnico e delle Comunicazioni della Marina a Livorno, e all'Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris a Torino, ove la riunione si è sciolta.

M. B.

***

Corso di perfezionamento in Radiotecnica. — Il R. Politecnico di Milano comunica che sono aperte le iscrizioni alla Sezione Radiotecnica del Corso di perfezionamento per Ingegneri Elettricisti, diretta dal prof. F. Lori.

Le lezioni avranno inizio il 10 gennaio e termineranno il 10 giugno 1939-XVII. Gli esami seguiranno durante le sessioni ordinarie del Politecnico, e consisteranno in un'unica prova vertente sul gruppo delle materie d'insegnamento.

Alla Sezione possono essere ammessi i laureati in ingegneria e, in via transitoria, i laureati in fisica, che ne facciano domanda al Direttore del R. Politecnico entro il 31 gennaio 1939-XVII, allegando i documenti richiesti.

Gli ammessi devono pagare: tassa d'iscrizione, L. 500; sopratassa d'esame, L. 50; contributo per le opere sportive ed assistenziali, L. 25; premi di assicurazione contro gli infortuni, L. 15; tessera di riconoscimento, L. 10. Saranno corrisposti due premi di L. 500 ciascuno ai migliori allievi che avranno superato entro la sessione estiva od autunnale l'esame finale con la votazione di almeno 90/100.

È aperto il concorso per due posti di allievo interno. Gli allievi devono iscriversi alla Sezione e frequentare il laboratorio con orario normale (dalle 9 alle 12 e dalle 14 alle 18, tutti i giorni feriali, escluso il pomeriggio del sabato) dal 10 gennaio a tutto il 31 dicembre 1939-XVII, esclusi i mesi di agosto e settembre. Essi devono — dopo un periodo di tirocinio — partecipare all'attività normale del laboratorio e dedicarsi, sotto la guida del personale insegnante, allo studio di qualche problema teorico-sperimentale sul quale faranno un'ampia relazione. Agli allievi interni viene corrisposto un assegno di L. 6000 suddiviso in dodici mensilità posticipate.

Coloro che desiderano concorrere ai due posti di interno della Sezione devono presentare domanda al Direttore del R. Politecnico entro il 31 gennaio 1939-XVII, allegando i titoli atti a comprovare la loro preparazione. La scelta fra gli aspiranti sarà fatta dalla Direzione del

Politecnico in base ai titoli di studio presentati, e con preferenza a suo insindacabile giudizio, a parità di titoli, per gli ingegneri laureati presso il Politecnico stesso (Sezione Elettricisti).

Per l'iscrizione e per ulteriori schiarimenti ci si rivolga alla Segreteria del R. Politecnico.

Le lezioni verteranno sui seguenti argomenti:

a) Insegnamenti generali:

Fondamenti scientifici di radiotecnica (prof. F. Lori);
Complementi di radiotecnica (prof. F. Vecchiacchi).

b) Insegnamenti monografici:

Misure radiotecniche (prof. M. Boella);
Tecnica dei tubi elettronici (prof. L. Piatti);
Ricevitori radiofonici (ing. G. Cocci);
Tecnologia delle alte frequenze (ing. G. Bozzi);
Trasmissione delle immagini e televisione (ing. L. Pajetta);
Quadripoli e filtri (ing. R. Sartori);
Antenne e propagazione (ing. R. Sartori).

Saranno inoltre tenute da specialisti conferenze su argomenti vari, relativi alla tecnica delle comunicazioni elettriche.

Re.

Vol. VII - N. 12 Dicembre 1938-XVII

ALTA FREQUENZA

SOMMAIRE

Dans une première partie on étudie les fonctions de transmission en général pour réseaux passifs à éléments concentrés et on donne aussi la forme générale d'une fonction de transmission définie seulement par le module ou la phase.

Dans une deuxième partie on donne les limitations auxiliaires auxquelles est soumise une fonction de transmission, si elle dérive d'un quadripole de pures réactances connecté entre deux résistances. On analyse les cellules symétriques, antisymétriques et de déphasage et particulièrement une classe de cellules ayant les mêmes fonctions de transmission que les cellules symétriques placées entre deux résistances égales; on peut alors appliquer toute la théorie des filtres électriques au cas général où générateur et utilisateur ont des résistances de valeurs différentes. On donne des méthodes pour dériver les cellules spéciales dans différents cas. On établit enfin le théorème général d'existence pour la fonction de transmission.

Dans une troisième partie on donne des indications sur la méthode à suivre pour appliquer les différentes propriétés établies. Comme exemple on détermine le module de la fonction de transmission d'une chaîne de filtres passe-bas, connectée entre deux résistances.

L'appareil d'allumage du moteur crée des perturbations aux services de T. S. F. et de radiogoniométrie de bord, dont l'élimination est assurée par l'adoption du blindage complet et soigné du groupe magnéto-câbles-bougies d'allumage. Ce blindage n'est pas resté sans influence sur les organes de l'allumage et une nouvelle série de problèmes s'est présentée.

La capacité introduite par le blindage dans les circuits d'allumage détermine un abaissement de la tension aux électrodes des bougies, une réduction de l'efficacité, ainsi qu'une variation des caractéristiques et de la forme de l'étincelle.

L'agencement des câbles dans un seul conduit de blindage, au lieu de les blinder séparément par plusieurs enveloppes métalliques, donne une diminution de leur capacité et se montre avantageux au point de vue d'une réduction moins sensible de la tension et de l'efficacité de l'étincelle. L'avantage est faiblement réduit par l'entrée en jeu du phénomène de l'induction mutuelle entre les différents circuits réunis en faisceau dans le conduit de blindage.

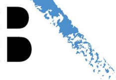
D'autres inconvénients sont dûs à des décharges superficielles sur l'isolant (encrassé ou humecté) des câbles sous écran; et à la présence de pointes, d'irrégularités ou de raccords à arête vive le long du blindage, qui soumettent l'isolement du câble à une fatigue par l'effet de couronne.

Enfin la forme prise par l'étincelle accélère l'érosion des électrodes de la bougie. On rémédie à cet inconvénient par l'emploi d'« amortisseurs », constitués par des résistances reliées en série dans le circuit câble-bougie et agencées dans la borne de serrage du câble à la bougie.

Vol. VII - N. 12 Dicembre 1938-XVII

ALTA FREQUENZA

CONTENTS



In addition the character of the spark accelerates the erosion of the plug electrodes. This is avoided by damping resistances arranged in the cable terminal connected to the sparking plug.

Vol. VII - N. 12 Dicembre 1938-XVII

ALTA FREQUENZA

INHALT

es sich als vorteilhaft erwiesen, die Kabel unter einem gemeinsamen Rohrschirm entlangzuführen, anstatt sie einzeln mit Metallstrümpfen abzuschirmen. Der Vorteil vermindert sich jedoch etwas dadurch, dass auch die gegenseitige Induktion zwischen den verschiedenen, unter dem Schirmrohr zusammengefassten Leitern in Erscheinung tritt.

Andere Nachteile sind Oberflächenentladungen an der verrussten oder feuchten Isolierung under Schirm zuzuschreiben; oder der Anwesenheit von Spitzen, Unregelmässigkeiten und Uebergängen scharfen Rändern längs der Abschirmung, die die Kabelisolierung infolge des Korona-Effektes beeinträchtigen.

Die Form endlich, welche der Funken annimmt, beschleunigt die Erosion der Kerzenelektroden. Man begegnet dieser Erscheinung durch Verwendung sogenannter Dämpfer, d. h. Widerständen, welche in der Leitung Kabel - Kerze eingeschaltet werden und an der Kerzenanschlussklemme des Kabels liegen.



PUBBLICAZIONI DELL' A. E. I.

L'ELETTROTECNICA - Periodico quindicinale.
Giornale ed atti dell'A. E. I. (si pubblica il 10 e il 25 di ogni mese).

Annate arretrate 1914-1937	cad.	L.	100,—
Annata 1938		»	120,—
Abbonamento: per il regno		»	150,—
per l'estero		»	200,—
Un numero separato: per il Regno		»	7,—
per l'Estero		»	8,50

ALTA FREQUENZA - Periodico mensile.
Rivista di Radiotecnica, Telefonia e Acustica applicata.

Annata 1932		L.	30,—
Annate 1933-34-35-36-37	cad.	»	40,—
Annata 1938		»	50,—
Abbonamento 1939		»	50,—
	per i Soci AEI e SIF	»	40,—
Un numero separato		»	6,—

ANNUARIO A. E. I. - N. 1 (Gennaio) - Elenco Soci - Pubblicazioni . Prezzo L. 10,— gratis ai Soci

N. 2 (Luglio) - Repertorio Elettrotecnico - Variazioni al N. 1 . Prezzo L. 10,— gratis ai Soci

NORME DEL C. E. I.

Linee Aeree (cap. III Norme Impianti)	cad.	L.	3,—
	per i Soci	»	2,—
Norme per gli Impianti elettrici	cad.	»	6,—
	per i Soci	»	4,—
Norme per Macchine elettriche - Impianti di Bordo	cad.	»	9,—
	per i Soci	»	6,—
Norme per Olii isolanti - Interruttori in olio - Macchine elettriche per trazione - Isolatori di porcellana - Tubi elettronici a catodo incandescente e ad alto vuoto - Cavi in carta impregnata - Trasformatori di misura - Impianti elettrici nei teatri e cinematografi - Protezione delle radioaudizioni - Impianti elettromedicali - Cavi e conduttori isolati in gomma - Contatori monofasi ad induzione - Isolatori di vetro - Conduttori in rame nudo - Conduttori in alluminio e alluminio acciaio - Linee aeree di contatto - Raddrizzatori a vapori di mercurio - Simboli e notazioni - Segni grafici per gli schemi - Strumenti indicatori - Turbine a vapore d'acqua a condensazione - Isolatori per b. t. - Dielettrici - Accumulatori elettrici al piombo - Lampade ad incandescenza	cad.	»	4,50
	per i Soci	»	3,—

Per la raccolta completa di tutti i fascicoli di « Norme » in vigore, esistenti, sconto 10% sui prezzi esposti.

Cartella custodia		»	7,—
	per i Soci	»	7,—

STATISTICA DEGLI IMPIANTI ELETTRICI IN ITALIA.
Vol. I. - **Dati elettrotecnici** sulle distribuzioni di energia elettrica nei Comuni, Impero e Colonie d'Italia (IV edizione) . . . . . L. 9.—
Vol. II. - Elenco delle **Centrali** di produzione di energia elettrica
Prezzo ridotto » 100,—
per i Soci » 60,—

DESCRIZIONE IMPIANTI ELETTRICI. - Fascicoli pubblicati:

1o **Impianto di Crego** della Soc. Imprese Elettriche Conti.
2o **Impianti del Tanagro e Aventino** della Soc. Forze Idroelettriche Meridionali.
3o **Impianti Piave-Santa Croce** del Gruppo Soc. Adriatica d'Elettricità. (esaurito)
4o **Impianti sul fiume Lys** della S. I. P. Breda.
5o **Impianto del Temù in Valle Camonica** della Soc. Generale Elettrica dell'Adamello (esaurito).
6o **Impianto di Iselle** della Soc. Italiana Imprese Elettriche Dinamo (esaurito).
7o **Impianto di Valdo** della Soc. Imprese Elettriche Conti (esaurito).
8o **Impianti Idroelettrici di Val Cenischia** della Soc. Forze Idrauliche del Moncenisio (esaurito).
9o **Impianto del Matese** della Soc. Meridionale di Elettricità (esaurito)
10o **Impianto di Gallicano** della Soc. Ligure Toscana di Elettricità
11o **Impianto del Tirso** della Soc. Elettrica Sarda.
12o **La nuova Centrale termoelettrica « Maurizio Capuano »** della Soc. Meridionale di Elettricità.
13o **La nuova Centrale termoelettrica di Livorno** della Soc. Elettrica Ligure Toscana.
14o **Impianto di Covalon nella valle del Marmore** del Gruppo S. I. P.
15o **Impianto di Sonico** della Soc. Generale Elettrica dell'Adamello
16o **Impianto di Venezia-Marghera** della Soc. Adriatica di Elettricità.
18o **Impianto sui Fiumi Nera e Velino** della Terni.
19o **Sottostazione « Alessandro Volta »** di Cislago.
20o **Impianto dell'Isonzo.**
21o **Impianto Idroelettrico Automatico** 3o Salto Neto.
22o **Impianto Piave-Ansiel e la Centrale di Pelos.**
23o **La Centrale Idroelettrica di Suviana.**
24o **Sottostazione di Borgomanero.**
25o **Le nuove installazioni a 220 000 V** del gruppo S.I.P.

Prezzo per ogni fascicolo	L.	7,50
per i Soci	»	4,—
Prezzo del fascicolo 18o	L.	10,—
per i Soci	»	6,—
Prezzo dei fascic. 23o e 24o	L.	10,—
per i Soci	»	6,—
Prezzo del fascicolo 25o	L.	10,—
per i Soci	»	5,—

(continua alla pagina seguente)

PUBBLICAZIONI VARIE.

L'OPERA DI A. VOLTA . . . . . L. 25,— per i Soci L. 10,—
A. PACINOTTI: Descrizione di una macchinetta elettromagnetica (in 5 lingue) » 4,—

MONOGRAFIE dell'A. E. I.:

1. U. BORDONI: I fenomeni elettrici dell'atmosfera e la protezione degli edifici dalle scariche temporalesche (esaurito) . . . . L. 8,— per i Soci » 4,—
2. E. BOTTANI: La moderna matematica dei circuiti trifasi . . . » 10,— per i Soci » 4,—
3. U. BORDONI: La fotometria moderna: i suoi problemi e le sue tendenze L. 8,— per i Soci » 4,—
4. R. SAN NICOLO': Le tendenze moderne nella tecnica degli impianti a vapore . . . . L. 8,— per i Soci » 4,—
5. G. C. VALLAURI: Convertitori statici di corrente elettrica . . . » 8,— per i Soci » 4,—
6. A. BARBAGELATA: La protezione contro le sovracorrenti . . . » 8,— per i Soci » 4,—
7. C. RIMINI: Fondamenti di geometria applicata alle correnti alternative » 12,— per i Soci » 4,—
8. G. BUCHI: Funzionamento e costruzione in serie delle turbine idrauliche a reazione . . . . » 10,— per i Soci » 4,—
9. L. LOMBARDI e G. CORBELLINI: Congresso mondiale dell'energia a Tokyo. Corrispondenze preliminari e riassunto dei lavori attinenti all'elettrotecnica . . . . » 9,— per i Soci » 4,—
10. G. SILVA: Studio meccanico dei conduttori delle linee aeree (Problema statico) . . . . » 10,— per i Soci » 4,—
11. E. SANTUARI: Alcune considerazioni sui sincroni e sugli asincroni . . » 12,— per i Soci » 8,—
12. A. M. ANGELINI: Calcolo operatorio e studio dei circuiti elettrici in regime transitorio . . . . » 12,— per i Soci » 8,—
13. N. CARRARA: Microonde - Teorie elettroniche dei Tubi a vuoto alle più alte frequenze - Generazione, trasmissione, propagazione, ricezione e tecnica delle microonde . . . . » 12,— per i Soci » 8,—

Spese postali per ciascun fascicolo » 1,50

RENDICONTI DELLE RIUNIONI ANNUALI.

Prima Serie (Estratti della Rivista « L'Elettrotecnica »):

Vol. I. 1922 - Milano: **Produzione e distribuzione dell'energia elettrica.**
Vol. II. 1923 - Venezia: **Applicazioni dell'energia elettrica.**
Vol. III. 1924 - La Spezia: **La illuminazione elettrica e l'inerente distribuzione dell'energia.**
Vol. IV. 1925 - Napoli: I. **Conversioni di forma dell'energia elettrica.** - II. **Mezzi per assicurare la continuità del servizio degli impianti elettrici.**
Vol. V. 1926 - Brescia: (esaurito).
Vol. VI. 1927 - Como: (esaurito).
Prezzo dei Volumi della Prima Serie . . . . . . L. 30,— per i Soci L. 10,—

Nuova Serie (non pubblicati sulla Rivista « L'Elettrotecnica »):

Vol. I. 1928 - Genova: I. **Trazione elettrica ferroviaria e tranviaria.** - II. **Propulsione elettrica navale** . . . . L. 60,— per i Soci » 32,—
Vol. II. 1929 - Pescara-Francavilla a Mare: I. **Elettroagricoltura.** - II. **Elettrotermica.** - III. **Elettrochimica** . . . » 55,— per i Soci » 32,—
Vol. III. 1930 - Trieste: (esaurito).
Vol. IV. 1931 - Perugia: **Sottostazioni di trasformazione di energia elettrica** » 75,— per i Soci » 32,—
Vol. V. 1932 - Firenze: I. **Correnti joniche ed elettroniche. Nuove applicazioni industriali.** - **Applicazioni elettroagricole (Diagrammi di consumo)** . . . . . » 60,— per i Soci » 32,—
Vol. VI. 1933 - Sorrento: **Materiali impiegati nelle costruzioni ed applicazioni elettriche** . . . . . . » 40,— per i Soci » 32,—
Vol. VII. 1934 - Gardone: **Perturbazioni nel funzionamento degli Impianti Elettrici** . . . . » 40,— per i Soci » 32,—
Vol. VIII. 1935 - Santa Margherita Ligure: **Misure** (in 3 fascicoli) opera completa . . . . » 45,— per i Soci » 32,—
Per fascicolo separato . . . . . . » 20,— per i Soci » 15,—
Vol. IX. 1936 - Roma: **Radioricevitori.** - **Comunicazioni su filo** - **Centrali idroelettriche** . . . . » 75,— per i Soci » 60,—
Vol. X. 1937 - Bari: I. **Linee e condutture.** - II. **Tubi elettronici** . » 70,— per i Soci » 50,—

Per acquisti rivolgersi all' **Ufficio Centrale dell'A. E. I.**
Via San Paolo, 10 — MILANO (2/2)
I VERSAMENTI possono essere eseguiti a mezzo posta giro al N. 3/1189 su Milano

ING. R. SAN NICOLÒ, *Direttore responsabile*
8807 - A. P. E. - Arti Poligrafiche Editrici - Torino, Via Menabrea 9 - 16-12-938-XVII.


Biblioteca
nazionale
centrale
di Roma


Biblioteca
nazionale
centrale
di Roma


Biblioteca
nazionale
centrale
di Roma


Biblioteca
nazionale
centrale
di Roma






Biblioteca
nazionale
centrale
di Roma